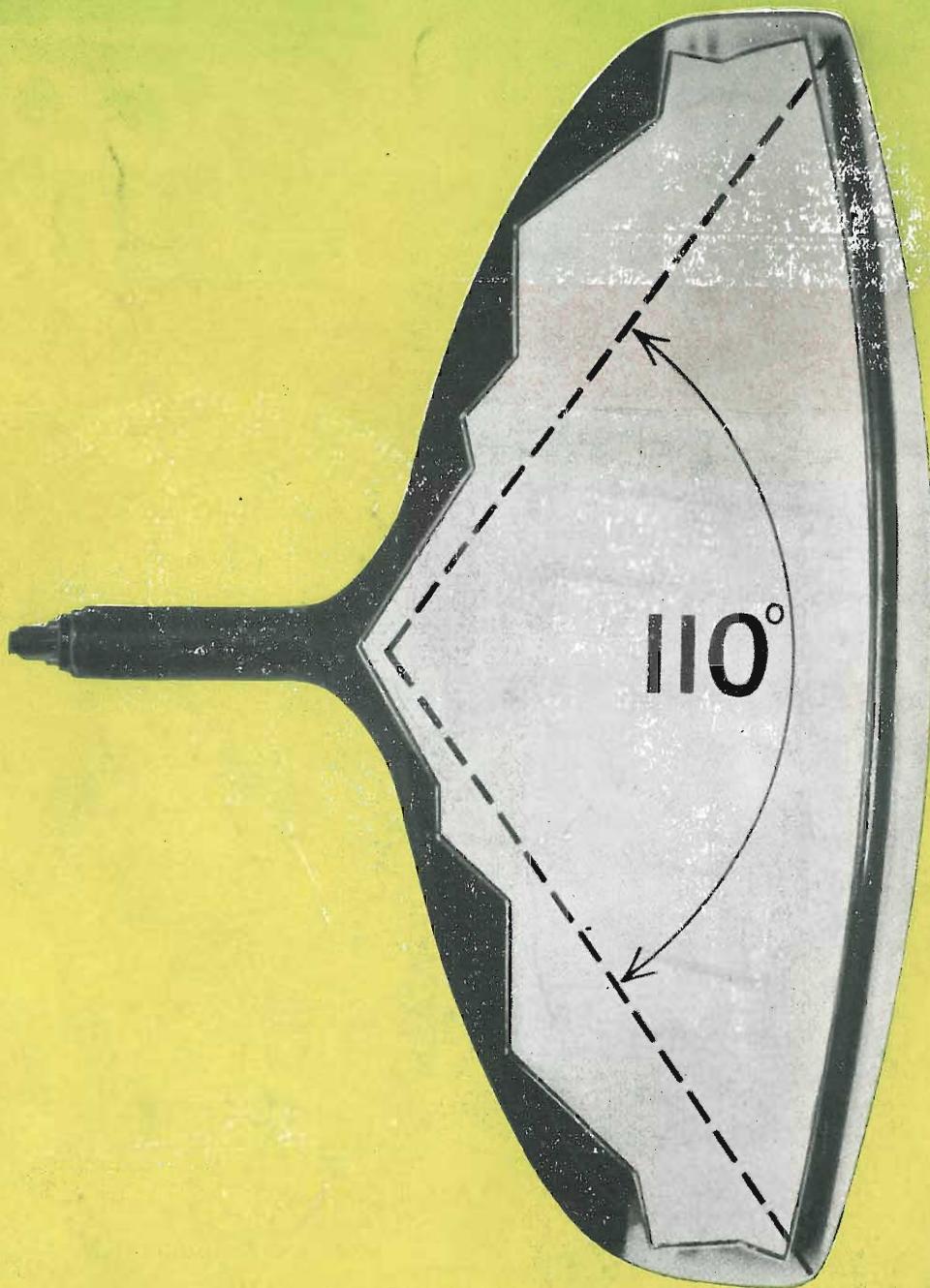
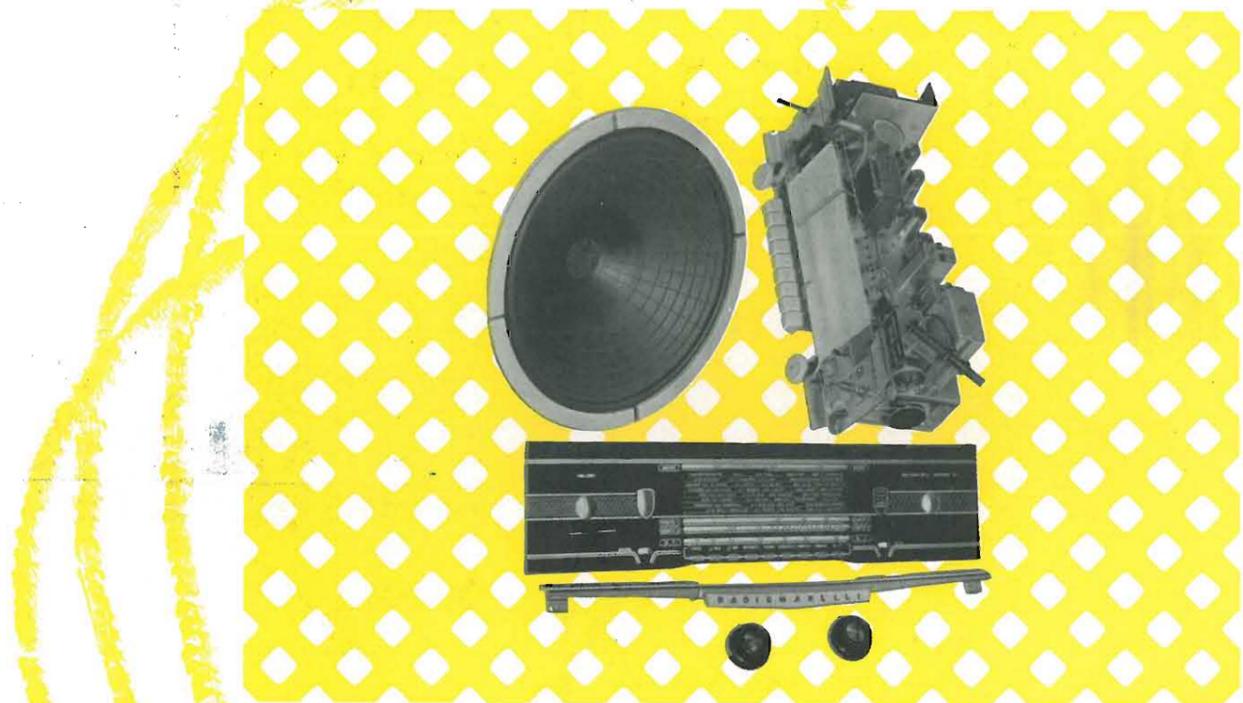
l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

Anno XXIX - Novembre 1957

NUMERO 11

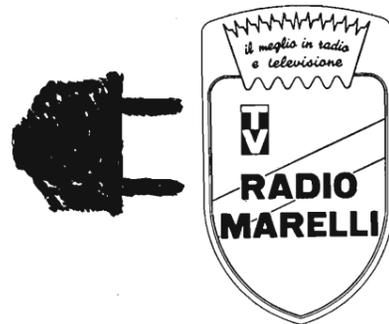
LIRE 350

RADIOMARELLI

telaio MA - MF modello Rd 182

Il telaio MA - MF modello Rd 182 permette di realizzare un lussuoso radiofonografo dalla riproduzione sonora, potente, perfetta e senza disturbi.
Il telaio Rd 182 può essere inserito in un mobile di stile e di vostro gradimento soddisfacendo così le vostre particolari esigenze.

CARATTERISTICHE TECNICHE DEL TELAIO RD 182

7 valvole + occhio magico + raddrizzatore metallico
15 funzioni di valvola
14 circuiti accordati (6 MA e 8 M F)
Antenna Magnetica per O. M. incorporata
4 gamme: onde medie da 515 a 1640 Kc.
Onde corte espanse da 5880 a 6330 Kc.
Onde corte espanse da 11,4 a 12,2 Mc.
Modulazione di frequenza da 87,3 a 101,5 Mc.
Commutazione a tastiera con predisposizione dei toni
2 regolatori di tono continui per alti e bassi.
Alimentazione in c. a. da 110 a 220 V. 42÷60 Hz.
Ampia scala parlante completa di mascherina frontale

il meglio in radio e televisione
TV
RADIO MARELLI

Una magnifica riproduzione sonora con 10 Watt di potenza d'uscita: il telaio modello Rd 182 viene corredato di altoparlante di 320 mm/ di diametro, ma può essere collegato a qualsiasi altro altoparlante o serie di altoparlanti che abbiano una impedenza complessiva di 8÷10 ohm capaci di sopportare la potenza d'uscita di 10 Watt.
L'ottima fedeltà di riproduzione del complesso e l'estesa banda passante permettono l'applicazione di sistemi a due o più altoparlanti.

Corso Venezia, 51 - Milano

RADIOMARELLI

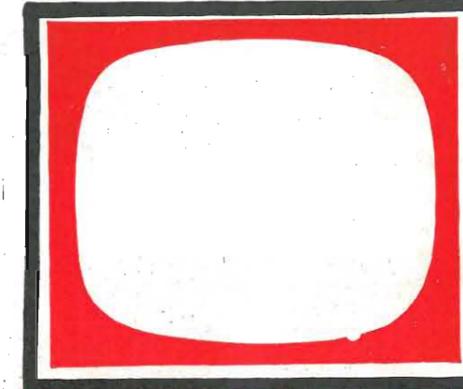
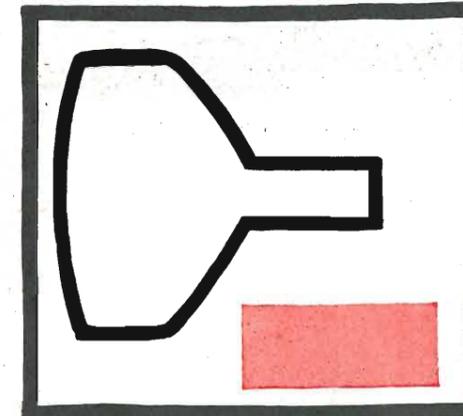
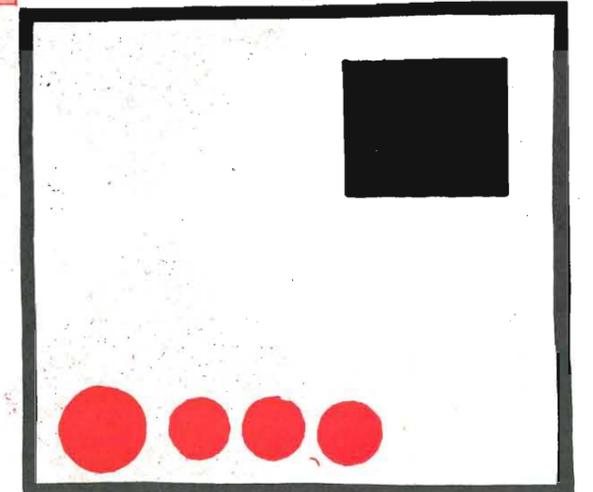
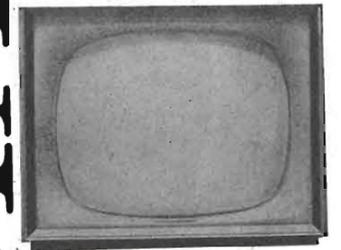
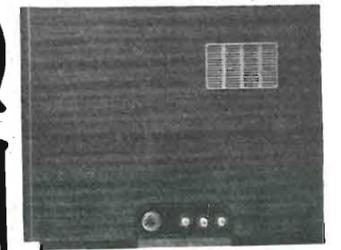
Radio - Televisori - Frigoriferi - Lavatrici

17"

22"

27"

MAJESTIC

F.I.R.T.E

PAVIA - VIA FRANK 15

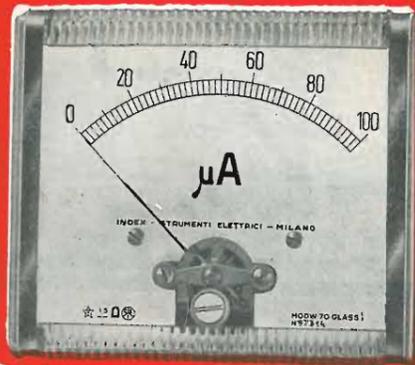
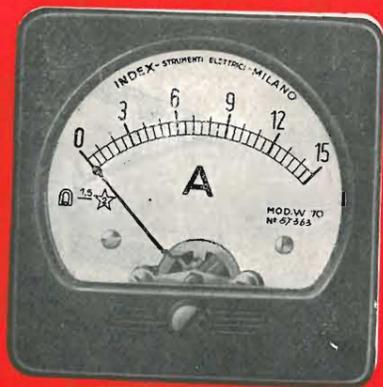
non c'è fiducia senza precisione

µA

INDEX - STRUMENTI ELETTRICI - MILANO

serie **GLASS**

INDEX - STRUMENTI ELETTRICI - MILANO

A

serie **Q**

TUTTI GLI STRUMENTI

per radiomisure

per telefonia

per elettrotecnica

per elettromedicali

per industria

per laboratori

INDEX S.R.L.

INDUSTRIA COSTRUZIONI STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

MILANO - VIA NICOLA D'APULIA 12 - TELEF. 24.34.77

Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione

Valvole subminiatura ed altri tipi speciali

Valvole trasmittenti di ogni tipo e potenza

Tubi a onde progressive

Triodi e thyratrons per applicazioni industriali

Triodi per marconiterapia

Valvole con filamento a tungsteno toriato per apparati elettromedicali

Tubi e valvole per raggi "X"

Diodi al germanio e al silicio

Transistori

Quarzi piezoelettrici

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

MILANO - VIA GUASTALLA, 2 - TEL. 700.335 - 700.535

Stabilimenti: PAVIA - Via Fabio Filzi, 1 • **FIRENZE** - Via Panciatichi, 70

CINESCOPI

70° - 90° - 90° collo corto - 110°

TRANSISTORI

PNP - NP - PNIP - NPIN

VALVOLE

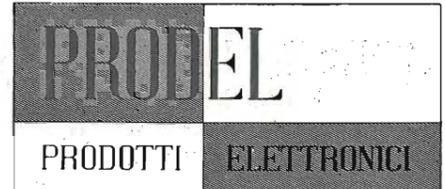
Riceventi - Trasmittenti - Professionali

UNA PRODUZIONE

DI CLASSE INTERNAZIONALE

Depositi:

Bari - Bergamo - Bologna - Brescia - Cagliari - Chieti - Firenze Genova - La Spezia - Milano - Napoli - Palermo - Roma - Torino

Agenzia per l'Italia { MILANO V.le Beatrice D'Este 35 - Tel. 540.806 - 598.892
TORINO Via Andrea Provana, 7 - Tel. 823.66 - 872.281

MILANO
Via Aiaccio 3
Telefono 745.477

PRODEL - VOX - Mod. TR 58 - "GIGANTE"

ecco la novità

Amplificatore - tromba a transistori

- Autoalimentato - Trasportabile - Funziona ovunque, in ogni momento e luogo; sempre pronto.
- Peso ridotto: netto kg. 4.200 (amplificatore; tromba; batterie ricaricabili).
- Consuma pochissimo - Ingombro minimo: cm. 16 x 20 x 20 ca. (amplificatore, batterie, tromba).
- Microfono con interruttore incorporato.
- Potenza massima: 10 Watt con 16 Volt di alimentazione. Sensibilità: 10 mVolt.

MENTRE CAMMINATE IL SUONO AMPLIFICATO CAMMINA CON VOI!!

PRODEL - VOX - Mod. TR 20 - "MISSIL"

un prodigio della tecnica!

Il più PICCOLO, il più POTENTE amplificatore a transistori!

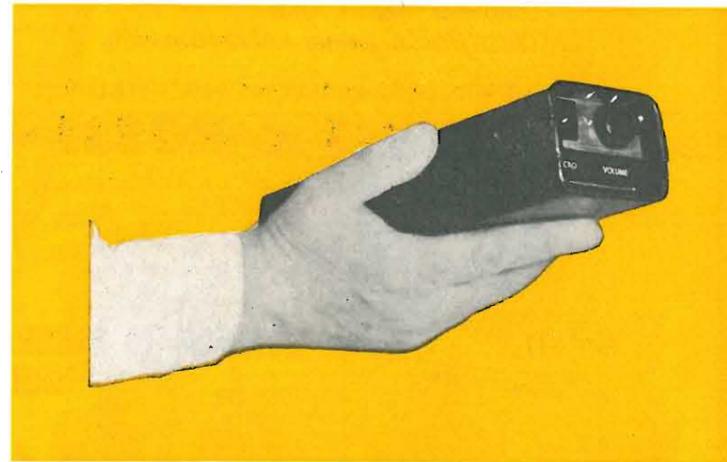
- Peso: kg. 0.900 - Ingombro: cm. 24 x 7,5 x 7,5 ca.

STA IN UNA MANO!

- Portatile come una piccola macchina fotografica; quasi tascabile.
- Consumo minimo con pile a secco, normali, incorporate.
- Potenza massima: 6 Watt, con 12 Volt di alimentazione. 10 Watt, con 15 Volt di alimentazione.
- Sensibilità: 10 mVolt.
- Viene fornito il solo amplificatore, oppure la cassetta (Modello C. 20), contenente: amplificatore, microfono e tromba. (Peso complessivo: kg. 5.700 - Dimensioni: cm. 23 x 28 x 27).

Esempi di impiego: | **Serve per tutti i modelli di amplificatori a transistori e per la valigetta TR 30**

- Sonorizzazione di qualunque automezzo, senza alcun lavoro di istallazione.
- Comizi volanti - Propaganda commerciale e politica - Sui campi sportivi (allenatori, supporters, dirigenti) - Palestre - Scuole - Vigili del fuoco.
- Agenti della forza pubblica, nei casi di affollamento e per trasmettere ordini ad alta voce - Aeroporti - Regolazione del traffico stradale nelle città e nei punti affollati - Cerimonie religiose - Sulle navi - Sui motoscafi e sulle barche - Sulle spiagge - In montagna - Nei cantieri edili.
- Nelle industrie rumorose - Nelle stazioni ferroviarie - Ai cineasti - Nelle scuole e per conferenze - Nelle corse ciclistiche.

MEGLIO DEL MEGAFONO!!

PRODEL - FONO - Mod. TR 30

Valigetta portatile autoalimentata, contenente:

- 1 Amplificatore a transistori PRODEL-VOX - Modello GIGANTE-TR 58.
- 1 Giradischi alimentato a 12 Volt - 45 Giri.
- 1 Microfono con cordone - Batterie di alimentazione - Comandi di miscelazione.
- Dimensioni: cm. 28 x 20 x 14.
- Peso: kg. 3.500 ca.

Per la sonorizzazione di qualsiasi automezzo-veicolo e per impianti di amplificazione autoalimentati.

Ecco il giudizio degli esperti:

P. Wilson M.A. "The Grammophone"
"Questa nuova cartuccia soddisfa completamente"

D. W. Aldous M. Inst. E. M.B.K.S. "Record Review"
"Difficile da migliorare nella resa e nel prezzo"

Special Report HI/FI Pick Ups leading Testing Organisation USA
"Giudicata la miglior cartuccia, il miglior acquisto"

Hilary Dunn "Record Review"
"La miglior cartuccia sul mercato a prezzo accessibile"

Consumer Report USA
"Classificata prima nel rendimento"

CARATTERISTICHE TECNICHE

Puntine zaffiro: 0,0025 pollici rad. per i 78 giri (verde)
0,001 " " microsolco (rossa)
Pressione normale 7 grammi
Massa effettiva alla punta 35 millig.
Uscita media 3,2 millivolt per cm./sec.
Resistenza alla c.c. 1,5 Kohm
Impedenza 3,8 Kohm
Resistenza di carico 50 Kohm
Risposta sostanzialmente lineare tra 20 e 20'000 Hz

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA

PASINI & ROSSI ~ GENOVA VIA SS GIACOMO E FILIPPO, 31 Tel. 83'465 - Teleg. PASIROSSI
Ufficio di Milano: Via Antonio da Recanate, 5 Tel. 278855

Andel

Condor Electronik

L'AUTORADIO CHE...

sceglie

sintonizza

cerca

le stazioni radio da solo

MODELLI PER LE PRINCIPALI VETTURE ITALIANE ED ESTERE

Dott. Ing. G. GALLO s.p.A. ELETTROMECCANICA CONDOR

MILANO - VIA U. BASSI 23 A
TELEFONO 694.267 - 600.628

WUMO
DIE DEUTSCHE PHONOMARKE

con WUMO
Solovette 2
10 mm

RESISTORI A STRATO METALLICO PER ALTA DISSIPAZIONE (Power Type)

RIFERIMENTI TECNICI			CARATTERISTICHE ELETTRICHE SERIE SECONDO NORME MIL-R-11804/B (POWER TYPE)
DISEGNI ED INGOMBRO	TIPO	TABELLA	
1 W	RP 1	RD 60	
2 W	RP 2	RD 65	
4 W	RP 4	RD 70	
7 W	RP 7	RD 31	
13 W	RP 13	RD 33	
25 W	RP 25	RD 35	

Curva di utilizzazione - Il resistore tipo RP dovrà dissipare la massima potenza a 25° C.

Per temperature ambienti superiori vedere la curva di utilizzazione con la percentuale di potenza da dissipare in temperatura ambiente.

Esposizione del resistore ad alta temperatura - Esponendo il resistore tipo RP alla temperatura di 235°C. come prescritto nelle norme MIL-11804/B - 4.6.3. la variazione del valore resistivo non sarà superiore al ± 1%.

Temperatura del resistore in uso - La temperatura superficiale del resistore non dovrà mai superare in ogni caso i 235° C.

Ecco le temperature superficiali nei vari tipi costruiti dalla Metal-Lux con il 100% del carico in ambiente a 25° C.

— RP 1 = 75° — RP 4 = 140° — RP 25 = 195°
— RP 2 = 125° — RP 7 = 130° — RP 55 = 220°
— RP 13 = 155° — RP 115 = 232°

Coefficiente di temperatura - Per ogni tipo e per ogni valore il coefficiente di temperatura sarà inferiore a 0,03% per °C.

Campo dei valori e tensione max applicata per lavoro continuo

	W	*Campo valori*	*dimensioni*	*volt max*
RP 1	1 W	1 Ω ÷ 10 K.Ω	Ø 5 x 15	350 volt
RP 2	2 W	1 Ω ÷ 30 K.Ω	Ø 7 x 24	500 volt
RP 4	4 W	1 Ω ÷ 100 K.Ω	Ø 7 x 50	750 volt
RP 7	7 W	1 Ω ÷ 68,1 K.Ω	Ø 13 x 40	525 volt
RP 13	13 W	10 Ω ÷ 147 K.Ω	Ø 13 x 70	1380 volt
RP 25	25 W	10 Ω ÷ 301 K.Ω	Ø 20 x 100	2275 volt
RP 55	55 W	10 Ω ÷ 875 K.Ω	Ø 30 x 150	3675 volt
RP 115	115 W	10 Ω ÷ 1 K.Ω	Ø 30 x 300	7875 volt

Urti termici - I resistori di questa serie esposti a 5 cicli di urti termici (— 55° ÷ + 85°C.) come specificato nelle norme MIL-R-11804/B 4.6.7 non subiscono variazioni superiori al ± 2 %.

Sovraccarico - Applicando per 5" un carico 10 volte superiore a quello nominale del resistore il valore resistivo non cambierà più del ± 2 %. In ogni caso la tensione applicata per questa prova non dovrà essere superiore a 1500 volt per ogni 25 mm. di lunghezza utile del resistore (misura interna al terminale) con un max di 15.000 volt.

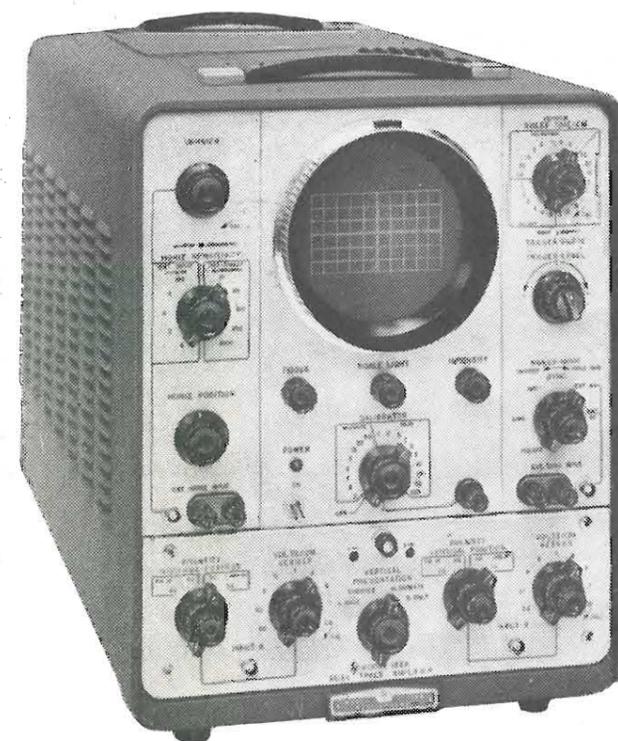
Umidità tropicale - I resistori RP sottoposti alla prova umida come prescritto nelle norme MIL-R-11804/B (4.6.9) non subiranno variazioni superiori al ± 3 %.

Lunga vita - I resistori RP sottoposti alla prova di vita con carico per 1 ora e mezza e mezzora senza, per la durata di 500 ore come prescritto nelle norme MIL-R-11804/B paragrafo 4.6.13.1-2, non subiranno variazioni superiori al ± 5 %.

Finitura e stampigliatura - I resistori sono superficialmente protetti da uno strato di lacca ai siliconi e possono quindi sopportare temperature elevate oltre i 250°C. Su ogni resistore viene stampato il tipo, il valore, la tolleranza ed i watt nominali.

METAL-LUX S.p.A. **MILANO** - VIALE SARCA, 94 - Telefono 64.24.128 - 64.24.129

HEWLETT-PACKARD CO.

PALO ALTO (U. S. A.)

OSCILLOSCOPIO AD ALTA FREQUENZA

Mod. 150A

Indicato anche per nuovi usi e di assoluta fiducia.
Da c.c. a 10 MHz. - Preamplificatori inseribili a spina.
24 sweep a lettura diretta.
Sweep da 0,02 μsec/cm a 15 sec/cm.
Sganciamento automatico « Universale ».
Nuova concezione, ultra-conservativa!

Il nuovo mod. 150A non è una spinta imitazione di precedenti oscilloscopi.

E' invece un nuovo strumento, la cui radicale concezione si avvicina alle vecchie norme di versatilità, semplicità e sicurezza.

Le caratteristiche, a fianco riportate, dimostrano l'utilità notevole del modello 150A. La sua semplicità e precisione fanno risaltare le sue impareggiabili caratteristiche come: circuiti accentrati, facilmente scomponibili per controlli e manutenzione, montati su materiale plastico traslucente. Componenti di primissime qualità vengono impiegati molto al di sotto dei loro usuali rendimenti. Comandi concentrici, colorati a codice, sono funzionalmente raggruppati. Selezione diretta dello Sweep, senza alcuno sforzo mentale. Sistema di sganciamento automatico « Universale », per cui un aggiustamento prescelto provvede ad un ottimo sganciamento per la maggior parte dei segnali di entrata.

CARATTERISTICHE

Portata di sweep: da 0,02 μsec a 15 sec/cm.

Taratura: 24 sweep: sequenze 1-2-5-10, da 0,1 μsec/cm a 5 sec/cm, precisione 3 %.

Sganciamento: interno, con tensione di linea, oppure esterno da 0,5 V o più - pendenza positiva o negativa - portata da +30 a —30 V.

Sganciamento prestabilito: ottimo aggiustamento per sganciamento stabile ed automatico.

Amplificatore orizzontale: espansione dello sweep 5-10-50-100 volte. Il comando di posizione a verniero seleziona lo sweep in parti di 10 cm. Banda passante dell'entrata esterna da c.c. ad oltre 500 kHz. Sensibilità da 200 mV/cm a 15 V/cm.

Amplificatore verticale: banda passante da c.c. a 10 MHz. Ottimo responso ai fenomeni transitori e tempo di salita inferiore a 0,035 μsec. Un ritardo di segnale di 0,25 μsec permette di controllare il fronte del segnale di sganciamento dello sweep.

Taratura d'ampiezza: 18 tensioni tarate, sequenze 1-2-5-10, da 0,2 mV a 100 V picco a picco. Precisione 3 %. Onda quadra da circa 1 kHz, tempo di salita e caduta circa 1 μsec.

La HEWLETT - PACKARD, inoltre, offre un Oscilloscopio a bassa frequenza modello 130A, da c.c. a 300 kHz., sweep da 1 μ sec/cm a 12,5 sec/cm.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA: **DOTT. ING. M. VIANELLO**
Via L. Anelli, 13 MILANO - Telefono 553.081

LABORATORI ELETTRONICI

SEZIONE PROFESSIONALE

VIA PANTELLERIA N. 4 - MILANO - TELEF. 992167 - 992168

PROVAVALVOLE Mod. 567

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tubi in prova: Tutti i tubi riceventi e trasmittenti di piccola potenza che utilizzano le zoccolature sottospecificate:

Zoccoli: Loctal a 8 — Loctal a 9 — Octal piccolo — Octal grande — Europeo a bicchiere — Americano a 5 piedini — Europeo a 7 piedini — Rimlock — Miniatura a 9 — Miniatura a 7 — Subminiatura 8 — Subminiatura 7 — Subminiatura 5. (A richiesta si possono applicare zoccoli speciali).

Alimentazioni:
Anodica da 0 a 300 V in tre portate - 120 mA max.
Griglia schermo da 0 a 300 V in quattro portate - 15 mA max.
Griglia 1 da 0 a 70 V in quattro portate senza carico.
Filamento da 0 a 150 V in cinque portate con reostato di taratura.
Misure di tensione e di corrente con commutazione automatica di portata, e un selettore di lettura indipendente.

Misura della conduttanza mutua: A lettura diretta da 0 a 50 mA/V in 5 portate: 0,5; 1,5; 15; 50; mA/V f.s.

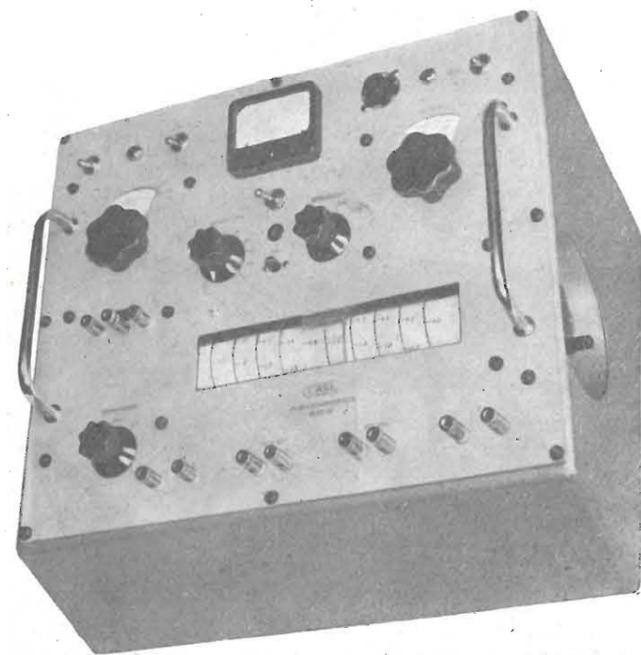
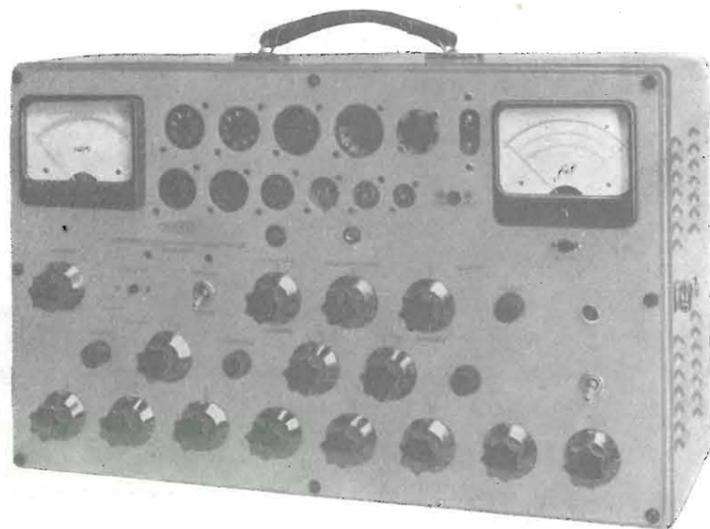
Frequenza di misura: 800 Hz — Tensione iniettata sulla griglia comando: 50 mV/eff. Taratura della tensione iniettata dal pannello.

Tubi impiegati: n. 7 — 1/6C4 — 4/EF95 — 1/OA2 — 1/6AQ5 — 3 raddrizzatori al selenio.

Alimentazione: dalla rete 110 — 125 — 145 — 160 — 220 — 280V 50/60 Hz.

Costruzione: in cofano a valigia, di lamiera di ferro decappata e verniciata a fuoco, con maniglie e coperchio pannello di comando in alluminio 5 mm., verniciato a fuoco con dicitura pantografate.

Peso: Kg. 18 circa.

Dimensioni: 420 × 360 ×200 mm.

PONTE D'IMPEDENZA Mod. 557

CARATTERISTICHE TECNICHE

Misura di resistenza: da 0,01 Ω a 10 MΩ

Misure di capacità: da 1 pF a 1000 μF

Misura di induttanza: da 1 a μH a 1000 H

Fattore di potenza (TGδ) 2) scale:
0 — 100 x 10^{-3}
100 x 10^{-3} — 00

Fattore di merito (Q) 2) scale
0 — 10
10 — 00

Precisione di taratura R.L.C.:
Migliore del 0,5 %

Precisione di taratura Q e tgδ:
Migliore del 10 %

Frequenza di misura:
1000 Hz generatore interno

Misura con generatore esterno:
Per frequenze da 100 Hz a 10 KHz

Misura di resistenze in c.c.:
con alimentatore entrocontenuto

Rivelatore di zero:
c.a. Millivoltmetro entrocontenuto
c.c. comm. elettr. e mV entrocontenuto

Valvole impiegate: Transistorí

Alimentazione c.a.:
per tens. di rete da 110 a 220 V.

FILIALI: **ROMA** - VIA AMATRICE, 15 - **NAPOLI** - VIA ROMA, 28

E' uscito il 4° Schemario TV

Formato aperto 43x31,5
Costo L. **2500**

Comprende 60 schemi circuitali nuovi, delle più note Case costruttrici italiane ed estere. E' la continuazione di una raccolta che non può mancare ai teleriparatori ed agli studiosi TV.

SCHEMARIO TV
IV SERIE 1957
III SERIE 1956
II SERIE 1955
I SERIE 1954

IL ROSTRO

E' in vendita presso la
Ed. il Rostro - Via Senato, 28 - Milano - Tel. 798.230 - 702.908

NOTIZIARIO TELEPOWER N. 2

CONTRIBUTO DELLA TELEPOWER ALLA DIFFUSIONE DI UNA COSCIENZA TECNICA TELEVISIVA

IMPIANTI DI ANTENNA TV CON CAVO COASSIALE 75 OHM

Anntenna Tipo SE 75 OHM

E' purtroppo invalsa in Italia la preferenza dell'uso di piattina bifilare 300 ohm per la discesa d'antenna.

Tale preferenza deriva indubbiamente dall'influenza della tecnica americana che nei pri tempi della TV in Italia aveva preso il sopravvento.

In altri Paesi europei quali ad es. la Francia, la Germania ed in parte anche l'Inghilterra, si sono invece orientati verso l'adozione di discese d'antenna in cavo coassiale 75 ohm.

Non v'è chi non veda la evidente convenienza tecnica di preferire la linea in cavo anzichè in piattina:

maggiore facilità di montaggio e posa;
minori disturbi e riflessioni;
maggiore estetica dell'impianto.

Dal lato negativo pratico, l'impianto in cavo, da adito alle obiezioni seguenti:

1) *maggior costo;*
2) maggiore attenuazione.

Circa la prima osservazione, occorre notare che il lieve maggior costo è compensato dalla maggiore economia e rapidità d'impianto, oltre che dai notevoli vantaggi tecnici suesposti.

La seconda osservazione viene quasi a cadere oggi che è stato messo recentemente sul mercato un tipo di cavo coassiale con dielettrico in politene cellulare (cellulene) il quale possiede un'attenuazione che se non è uguale a quella della piattina vi si avvinica però molto, essendo la metà di quella del normale cavo coassiale in politene pieno.

Rimane comunque un'ultima osservazione da farsi a proposito dell'uso di cavo coassiale 75 ohm nell'impianto d'antenna: l'adattamento all'antenna ad un'estremità del cavo ed al televisore all'altra estremità.

Ogni antenna con 300 ohm d'impedenza ai suoi morsetti d'uscita, può essere adatta per un'uscita a 75 ohm, mediante uno speciale trasformatore dissimetrizzatore a rapporto 300/75.

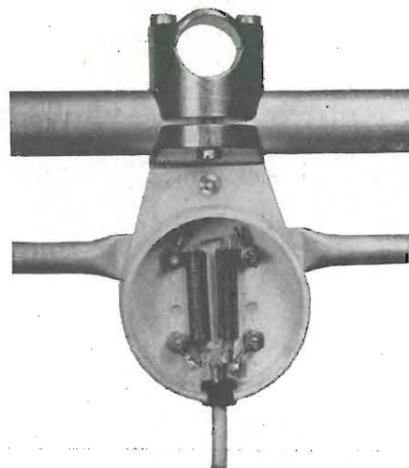
Comunque la TELEPOWER ha realizzato nella sua produzione una serie di antenne dei vari tipi A, E, YAGI, ed SE aventi un'impedenza ai morsetti d'uscita di 75 ohm, senza necessità quindi di usare il suaccennato trasformatore di adattamento.

In modo particolare le antenne TELEPOWER tipo SE ultraeconomiche come costo, ma di costruzione irreprensibile, ultraleggere ed incorrodibili mediante procedimento di ossidazione anodica, sono presentate al pubblico nelle due versioni di pari costo, 300 ohm e 75 ohm.

L'antenna tipo SE 75 ohm potrà quindi essere collegata direttamente al cavo coassiale di discesa con un perfetto autoadattamento.

Circa il collegamento del cavo coassiale di discesa al televisore vi possiamo presentare due casi:

o il televisore provvisto di entrata duplice a 300 ohm e 75 ohm (e questa è la grande maggioranza dei televisori attuali) nel qual caso non vi è alcuno speciale problema da risolvere;

o il televisore possiede un'unica entrata d'antenna a 300 ohm, nel qual caso occorrerà inserire fra cavo e televisore lo speciale trasformatore a rapporto 75/300 ohm di produzione normale TELEPOWER.

Trasformatore sbilanciatore 300/75 OHM

L'UFFICIO TECNICO DELLA TELEPOWER È A DISPOSIZIONE DELLA SUA FEDELE CLIENTELA PER QUALSIASI CHIARIMENTO E CONSIGLIO IN MATERIA DI IMPIANTI DI ANTENNE RICEVENTI

Chiedere listini e pubblicazioni tecniche illustrative a:

TELEPOWER S.p.A. - MILANO - Via San Martino 16 Tel. 857.553

CAVI PER ALTA FREQUENZA E TELEVISIONE

La S.p.A. CARRETTO & C. ha studiato e messo a punto la serie « **CELLULENE** » di cavi per alte frequenze e televisione del tipo coassiali (60 - 75 ohm) e bifilare (300 - 240 - 150 ohm).

Detta serie di cavi, per le caratteristiche elettriche superiori del dielettrico « **CELLULENE** », per le doti di resistenza agli agenti atmosferici ed all'invecchiamento, per la costanza di prestazioni nelle peggiori condizioni di temperatura (—30° C a +80° C) e di umidità, può soddisfare ogni più esigente utilizzazione.

Ad esempio le caratteristiche **di minimo angolo di perdita e minima attenuazione** dei cavi in « **CELLULENE** » (caratteristiche pressochè insensibili agli agenti atmosferici esterni) hanno permesso la ricezione televisiva a più chilometri dall'aereo ricevente là dove le normali linee di alimentazione non avrebbero potuto portare un segnale sufficiente.

La particolare struttura fisica del dielettrico «**CELLULENE**» a cavità perfettamente stagne, impedisce ogni infiltrazione di umidità o formazione di acqua di condensa nel cavo e pertanto le caratteristiche del cavo non variano che in minima misura con il tempo e con le variazioni meteorologiche.

Nei cavi in « **CELLULENE** » coassiali lo schermo, che assolve pure lo scopo di conduttore di ritorno, è costituito da una treccia di fili di rame ad alta densità di schermatura.

Le guaine esterne, a base di speciale mescola di Cloruro di polivinile, sono state particolarmente studiate per dare ai cavi la massima protezione dagli agenti atmosferici anche dopo lungo tempo di esercizio.

Onde ottenere le migliori prestazioni la posa in opera dei cavi in « **CELLULENE** » deve essere eseguita tenendo presenti le normali precauzioni conosciute da ogni buon tecnico installatore ed in particolare le Norme consigliate dai Servizi Assistenza Tecnica della R.A.I.

CARATTERISTICHE DEL DIELETTRICO "CELLULENE"

Peso specifico a 15° C	0,46
Flessibilità al freddo	— 50° C
Punto di rammollimento	105° C
Allungamento a rottura	250%
Carico di rottura	50 Kg/cm²
Costante dielettrica	1,6
Fattore di perdita a 200 Mhz	0,00025
Assorbimento di acqua	trascurabile
Azione dell'acqua marina	trascurabile
Resistenza all'ozono	ottima
Resistenza ai raggi ultravioletti	ottima

La S.p.A. « CARRETTO & C. » costruisce una vasta gamma di cavi per alta frequenza e TV di impedenze e caratteristiche diverse.

Per ogni esigenza il ns. Ufficio Tecnico è a disposizione della Spettabile Clientela.

S.p.A. CARRETTO & C. FABBRICA CONDUTTORI ELETTRICI - Via Vandalino 101 Tel. 790.879 - Torino

11

NOVEMBRE 1957

XXIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.
Gerente . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Comitato di Redazione

prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini.

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « l'antenna » e la sezione « televisione » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa L. 350; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 3500 più 70 (2% imposta generale sull'entrata); estero L. 5000 più 100. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

pag.

Editoriale

Televisione

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

Espansione della TV

La RAI ha proceduto a ritmo serrato all'installazione di ripetitori TV in tutto il territorio nazionale. Alla data odierna i trasmettitori TV in Italia sono in totale circa 120. E' un bel numero, e diamo atto alla RAI del notevole sforzo fatto. Vi sono ancora evidentemente delle zone non servite del tutto dalla TV, ma ciò è in stretta relazione alla tormentata configurazione orografica del nostro Paese. Sotto questo profilo, l'Italia è oggi la Nazione europea che possiede il maggior numero di emittenti TV intercollegate direttamente od indirettamente (ripetitori).

Ed è da notarsi, a questo proposito, che la RAI ha seguito un concetto diverso da quello adottato dalla B.B.C., nei rispetti della potenza irradiata dai numerosi ripetitori installati. E' stata cioè adottata una potenza ridottissima. Per lo più di 1 W o 5 W: raramente 10 o 20 W, mentre la potenza dei trasmettitori principali varia dai 12 kW del Penice, a 7, 1, 0,5 kW dei diversi altri distribuiti lungo il percorso della rete RAI di collegamento bilaterale TV a ponti-radio. Su questo argomento, molto interessante dal punto di vista tecnico l'ing. Castelli della RAI ha presentato recentemente al Congresso Colombiano di Genova una relazione ricca di dati ed informazioni.

La B.B.C. e la I.T.A., le due Società che gestiscono attualmente la TV inglese, hanno invece adottato un criterio opposto, favorite in ciò da una migliore configurazione orografica del territorio da servire, impiegando un numero limitato di radiotrasmettitori di grande potenza.

Occorre comunque tener presente che il numero dei trasmettitori e la loro potenza è legato alle possibili interferenze che si vengono a creare in determinate zone di ricezione, e fortunatamente gli attuali 120 trasmettitori TV italiani, data la loro esigua potenza non hanno creato situazioni dannose nella gamma delle V.H.F. attualmente usata.

Ma dopo aver constatato con soddisfazione il lodevole sforzo fatto dalla RAI per l'estensione capillare del servizio TV in Italia, dobbiamo purtroppo fare un'altra constatazione e questa volta negativa. Il numero degli abbonati e quindi dei televisori non è aumentato nelle proporzioni che si erano ragionevolmente previste. Come mai? Fra le varie possibili risposte a questo interrogativo ne vogliamo esporre qui una che si ricollega ad una recente questione riportata largamente anche dalla stampa quotidiana. Voglio alludere alla TV negli esercizi pubblici.

E' noto infatti che la TV si è di colpo installata in una elevatissima percentuale di esercizi pubblici italiani. Questo fenomeno è tra l'altro tipicamente italiano, perchè pur avendo i « bar » o « caffè » all'estero, installato un televisore del proprio locale, non hanno però trovato una clientela così numerosa e sistematicamente assidua come si verifica generalmente qui da noi. Si è infatti verificato in un grandissimo numero di casi il fatto che, giunta finalmente la TV in una data località, la maggior parte degli abitanti, e fra questi anche molti abbienti certamente in grado di acquistarsi il proprio televisore, preferisce recarsi seralmente al « caffè » per godersi lo spettacolo TV con modicissima spesa. Assistiamo ad una sorta di deformazione del servizio TV che dovrebbe essere inteso come spettacolo essenzialmente domestico, casalingo, in contrapposto al cinema che è invece tipicamente collettivo. Si stà quindi verificando l'assurda situazione nella quale la TV diviene uno spettacolo collettivo in sale di esercizi pubblici con frequentatori non più occasionali ma veri e propri gruppi numerosi di sistematici « habitués ». E' facile comprendere che di questo passo ne soffre in modo sensibile l'industria ed il commercio dei te-

(il testo segue a pag. 525)

Principî dei Sistemi Elettronottici Usati nei Tubi Trasmittenti e Riceventi in Televisione per la Scansione Elettronica

(parte quinta) dott. ing. Antonio Nicolich

9. - I DIFETTI DELLE LENTI E LE ABERRAZIONI.

Si è sin qui supposto che le traiettorie degli elettroni siano parassiali, cioè che formino piccoli angoli coll'asse cardinale, e che la velocità iniziale degli elettroni sia costante per tutti. Per poter confondere il seno coll'arco è necessario che gli angoli menzionati siano minori di 10°. Solamente in questo caso i raggi emessi da un punto oggetto si intersecano in un unico punto immagine, che risulta esente da difetti o aberrazioni.

Nei sistemi elettronottici si è però condotti a sfruttare anche elettroni le cui traiettorie formano angoli sensibilmente maggiori di 10° coll'asse, per ottenere fascetti catodici sufficientemente intensi e per sfruttare meglio la superficie emittente del catodo. Lo sfruttamento dei raggi marginali introduce difetti dell'immagine analoghi alle aberrazioni di terzo ordine dei sistemi ottici. Essendo l'angolo α fra l'asse e il raggio abbastanza grande, si devono prendere

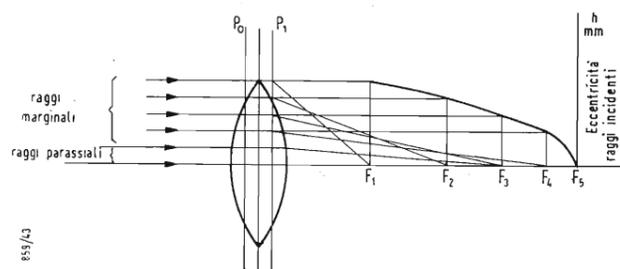



Fig. 32 - Aberrazione di sfericità assiale di una lente.

in considerazione i primi tre termini dello sviluppo in serie della funzione seno:

$$\text{sen}\ \alpha = \alpha - \frac{\alpha^3}{3!} + \frac{\alpha^5}{5!} - \ldots.. \qquad [111]$$

Si riscontrano così nelle lenti elettroniche difetti corrispondenti a quelli delle lenti ottiche.

Si conoscono cinque tipi di aberrazioni: 1) l'*aberrazione di sfericità*, si verifica quando il punto di intersezione coll'asse, dei raggi rifratti si sposta lungo l'asse al variare dell'angolo di apertura; in altre parole ad un punto P oggetto sull'asse corrispondono diversi punti immagine invece di uno solo; precisamente i raggi periferici formano una immagine più vicina alla lente, che non i raggi parassiali. Così in fig. 32 si vede che in una lente biconvessa tutti i raggi paralleli all'asse dovrebbero concentrarsi nel secondo fuoco F_2; invece questo punto è formato dai raggi parassiali, mentre i raggi periferici si concentrano in un punto F_2'. Si determina così un segmento focale $F_2F'_2$ invece di un punto focale. La distanza focale parassiale f_2 è la massima; per ogni fascio incidente conico con apertura $>$ 10° la distanza focale è minore di f_2. Conseguentemente il punto improprio a sinistra dell'asse non ha un'immagine netta, ma essa è una macchietta luminosa sfumata. È noto che gli specchi parabolici di rivoluzione presentano un unico punto esente da aberrazione di sfericità: il fuoco; gli specchi ellissoidali di rivoluzione analogamente presentano i fuochi senza aberrazione sferica; i due fuochi sono coniugati, l'uno è l'immagine dell'altro.

Nel caso elettronico la concentrazione con una lente affetta da aberrazione di sfericità, gli elettroni più lontani dall'asse si concentrano in un punto focale diverso di quello degli elettroni parassiali. Generalmente le lenti elettrostatiche presentano una forte aberrazione sferica positiva e non vi è possibilità di correzione con combinazioni di lenti, come invece si puo fare con le lenti ottiche. Per le lenti magnetiche la presenza del campo magnetico introduce un nuovo gruppo di aberrazioni e distorsioni dette *anisotropiche* per distinguerle da quelle del primo gruppo dette *isotropiche.*

Le aberrazioni isotropiche delle lenti elettroniche sono equivalenti a quelle dell'ottica geometrica, mentre quelle anisotropiche non hanno le corrispondenti ottiche e sono della massima importanza, perchè si manifestano con fenomeni nuovi, in particolare con forme di astigmatismo e di aberrazione comatica (vedi sotto), gli assi delle quali hanno posizioni angolari diverse in dipendenza della posizione dell'immagine. L'effetto dannoso in TV è una diminuzione della risoluzione, che va peggiorando al crescere dell'angolo di deviazione del pennello catodico e dell'intensità dei campi di focalizzazione e di deflessione. Le distorsioni anisotropiche sono una trasformazione di quelle isotropiche ad opera dei campi magnetici.

L'aberrazione sferica detta anche *difetto elettronottico di apertura*, attesa la sua origine, si manifesta con campo elettrico e magnetico, o con entrambi; è equivalente all'omonima aberrazione ottica per immagini puntiformi con molti raggi marginali rispetto alla lente. Per attenuare gli effetti dannosi della aberrazione sferica non c'è altro da fare che limitare il fascio delle linee di induzione magnetica, sfruttando solo quelle parassiali.

2) L'*astigmatismo*: questa aberrazione è formata da un fascio a sezione circolare di raggi paralleli tra loro ma obliqui rispetto all'asse del sistema e provenienti da un punto

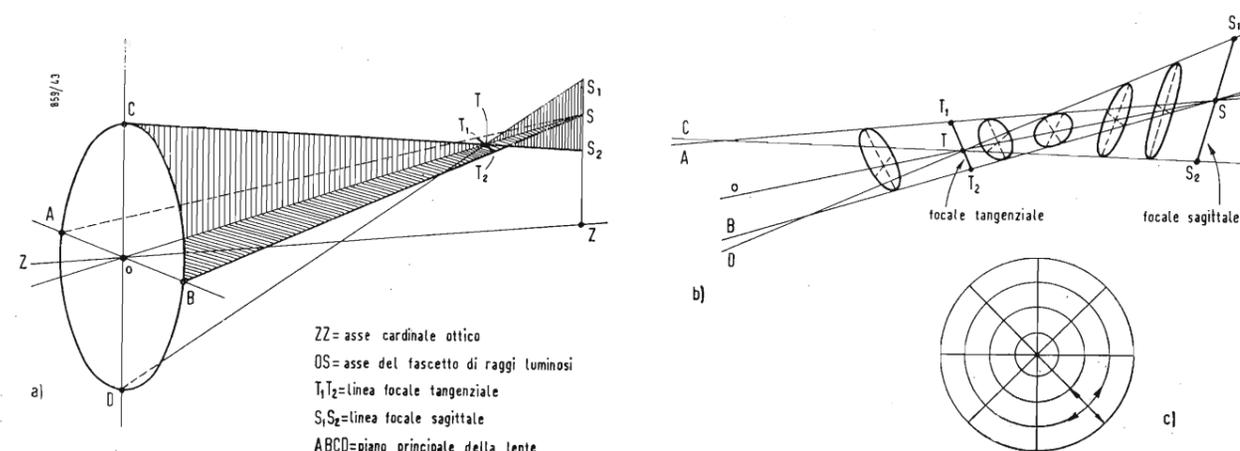



Fig. 33 - Astigmatismo: a) Lente ottica astigmatica; b) Focali tangenziale e sagittale; sezione della figura di confusione; c) Figura per lo studio dell'astigmatismo.

fuori dell'asse. L'insieme del fascio di raggi non è stigmatico, ma astigmatico nel senso che invece di presentare un solo fuoco, presenta due linee focali perpendicolari tra loro distanziate di un segmento detto *distanza astigmatica.*

Intermedio ai due segmenti focali si trova un punto in cui la figura di confusione è un cerchio di diametro uguale alla metà della lunghezza delle linee focali corrispondenti, vedi fig. 33-a). $A\ B\ C\ D$ è una sezione principale della lente ottica biconvessa; $z\,z$ è l'asse cardinale; $O\ S$ è l'asse del pennello luminoso: $S_1\ S_2$ chiamasi *focale sagittale*, è contenuta nel piano individuato dall'asse zz della lente con l'asse OS del pennello luminoso; T_1T_2 chiamasi *focale tangenziale* ed è perpendicolare a detto piano e più vicina alla lente. Il punto T è il fuoco corrispondente al fascetto situato nel piano meridiano $C\ D\ T$ contenente gli assi ZZ ed OS. Il punto S è il fuoco corrispondente ai raggi giacenti nel piano sagittale $A\ B\ S$ perpendicolare al piano meridiano e passante per l'asse del fascetto luminoso.

Tutti i raggi incidenti posti in un piano parallelo al piano meridiano $C\ D\ T$, attraversano il piano principale della lente in punti allineati su un segmento parallelo a CD; il loro fuoco giace sulla focale tangenziale T_1T_2, ma essi dopo la rifrazione incontrano pure la focale S_1S_2. Analogamente tutti i raggi incidenti posti in un piano parallelo al piano sagittale $A\ B\ S$, hanno il loro fuoco sul segmento S_1S_2, e contemporaneamente intersecano la focale T_1T_2. Le due focali sono perciò i luoghi dei punti di maggior concentrazione della luce. È quindi conveniente disporre lo schermo raccoglitore dell'immagine fra i punti T e S.

L'immagine non è puntiforme, ma è una macchia ellittica, che diviene circolare per una specifica posizione dello schermo, mentre degenera in un segmento nei punti T ed S. Questo andamento è mostrato in fig. 33-b).

L'analisi dell'astigmatismo si fa osservando l'immagine di un complesso di cerchi concentrici, il cui centro è sull'asse del sistema ottico, e di linee radiali come in fig. 33-c); il sistema si dice anastigmatico quanto tanto i cerchi, quanto i raggi dell'immagine sono nitide per la stessa regolazione del sistema ottico; in tal caso le linee focali S_1S_2 e T_1T_2 coincidono ed il dispositivo è esente da aberrazione astigmatica. Questa esiste invece quando le immagini dei cerchi e dei raggi non sono contemporaneamente nitide. Le focali sagittali sono dirette al centro dei cerchi, mentre le focali tangenziali sono tangenti ai cerchi e quindi perpendicolari ai raggi. L'immagine nitida dei cerchi si compone di focali tangenziali; l'immagine netta dei raggi si compone di focali sagittali.

Per le lenti elettroniche si distingue l'astigmatismo isotropico dall'astigmatismo anisotropico; il primo è l'aberrazione dovuta al solo campo elettrico ed equivale all'astigmatismo dell'ottica geometrica per immagine puntiforme e per assi astigmatici coincidenti nei due casi ottico ed elettronico; il secondo è l'aberrazione dovuta ad entrambi i campi elettrico e magnetico, non ha riscontro nelle lenti

ottiche, per immagine puntiforme con l'asse astigmatico ruotato rispetto all'asse astigmatico del sistema elettronottico. Le lenti ottiche presentano l'aberrazione astigmatica solo per raggi fuori dell'asse, mentre le lenti elettriche possono presentarla anche per raggi sull'asse, tutte le volte che si verifica qualche dissimmetria nel campo, causata da

raggi periferici r convergono nel punto P_r sul piana focale passante per il fuoco marginale F_r.

Uno schermo normale a zz e passante per F_p in corrispondenza dei raggi marginali raccoglie un'immagine circolare anzichè puntiforme. Le corone più interne della lente generano parimenti dei cerchi. Se non vi sono altre aberra-

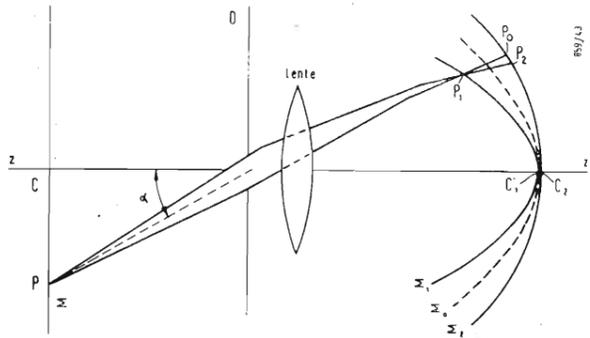



Fig. 34 - Astigmatismo e curvatura di campo.

Fig. 35 - Il coma.

difetti meccanici dei sistemi di lenti, come le espansioni polari, la presenza di bave alle aperture dei diaframmi, la conformazione non ben studiata delle bobine dei gioghi di deviazione, ecc.

Un rimedio contro l'astigmatismo consiste nel curvare il catodo, il che combatte anche l'aberrazione della curvatura di campo.

3) *Curvatura di campo*: generalmente questa aberrazione accompagna l'astigmatismo. Consiste in un'immagine giacente sopra una superficie curva anzichè sopra un piano. Usando la figura di prova di fig. 33-c) la massima curvatura dell'immagine si verifica in corrispondenza dei cerchi di minor diametro. Globalmente si può rappresentare l'astigmatismo e la curvatura di campo con la fig. 34. Al variare del punto P nel piano Σ perpendicolare all'asse zz le pseudo-immagini P_1 e P_2 generano due superfici Σ_1 e Σ_2 pseudo-immagini del piano oggetto Σ; Σ_1 e Σ_2 sono curve tangenti nel vertice comune $C_1 = C_2$ immagine gaussiana del punto C dell'asse.

Se il sistema è anastigmatico, esiste solo la curvatura di campo; Σ_1 e Σ_2 coincidono con un'unica superficie curva Σ_o detta superficie focale o di campo; Σ_1 e Σ_2 sono note rispettivamente come prima e seconda superficie astigmatica. Se anche la curvatura di campo è assente si ha un sistema *planetico* o *aplanatico* o *antiplanatico* caratterizzato dalla sola superficie Σ_o ridotta ad un piano normale all'asse zz.

La curvatura di campo anisotropica è dovuta ad entrambi i campi elettrico e magnetico, corrispondente all'omonima aberrazione dell'ottica geometrica per immagine estesa e con curvatura positiva (concava) o negativa (convessa).

4) *Il coma*: è un difetto che provoca una deformazione dissimmetrica in forma di virgola o di cometa del punto immagine. Tale aberrazione è dovuta a raggi fuori dall'asse, passanti per diverse zone della lente e generanti dopo la rifrazione una successione di cerchietti di diametro decrescente aventi i centri allineati come in fig. 35. Analogamente all'aberrazione di sfericità il coma è dovuto al fatto che le varie corone, che possono essere tracciate sulla superficie di una lente, convergono diversamente. Una differenza fra i due difetti è che il coma si manifesta solo per raggi non paralleli all'asse cardinale zz. In fig. 35 i raggi parassiali obliqui p convergono nel punto P_p sul piano focale parassiale perpendicolare a zz e contenenti il fuoco F_p; i

zioni di ordine più alto, tutti questi cerchietti risultano tangenti a due rette divergenti da P_p con un angolo di 60°.

L'immagine non è nitida, ma presenta una coda sfumata e la sua brillantezza decresce verso l'esterno. Per una lente elettronica il coma isotropico è l'aberrazione dovuta al solo campo elettrico, corrispondente a quella omonima dell'ottica geometrica per immagine puntiforme, gli assi comatici coincidendo nei due casi ottico ed elettronottico; il coma anisotropico è dovuto ad entrambi i campi elettrico e magnetico, non esiste fenomeno correlativo in ottica geometrica, nella quale l'aberrazione per immagine puntiforme presenta l'asse comatico ruotato rispetto a quello del caso elettronottico.

5) *La distorsione*. Un sistema planetico, esente da astigmatismo e da curvatura di campo, non è in generale *orto-*

Fig. 36 - La distorsione: a) distorsione a barile (ottica); b) distorsione a cuscinetto (ottica); c) distorsione isotropica elettronottica; d) distorsione anisotropica elettronottica.

scopico, cioè l'ingrandimento relativo a qualunque coppia di elementi lineari coniugati nei piani Σ e Σ_o di fig. 34 non è costante.

In questo caso si ha distorsione. Si conoscono le distorsioni a barile̕tto (barrel) (v. fig. 36-a) e a cuscinetto (pincushion) (v. fig. 36-b). Di un'immagine di un oggetto rettangolare o quadrato, l'immagine gaussiana dovrebbe essere della stessa forma dell'oggetto e si avrebbe con un sistema di lenti ortoscopico rettolineare. Quando l'ingrandimento è maggiore ai bordi dell'immagine che al centro si ha la distorsione a cuscinetto; nel caso opposto si ha la distorsione a barile. La distorsione si verifica anche in assenza delle quattro precedenti aberrazioni di terzo ordine, ma può essere accompagnata da aberrazioni di ordine superiore al terzo.

Nelle lenti elettroniche magnetiche si produce anche una distorsione dei lati dell'immagine in forma di S, perchè il campo ruota maggiormente le zone periferiche dell'immagine rispetto a quelle prossime all'asse centrale. Nel caso elettronico si parla di distorsione isotropica, dovuta al solo campo elettrico per immagine estesa, corrispondente alla distorsione a barile o a cnscinetto dell'ottica geometrica (v. fig. 36-c); si parla anche di distorsione anisotropica dovuta ad entrambi i campi elettrico e magnetico, non esiste equivalente nell'ottica geometrica, per immagine estesa, imputabile a rotazione sull'asse ottico del piano immagine ri-

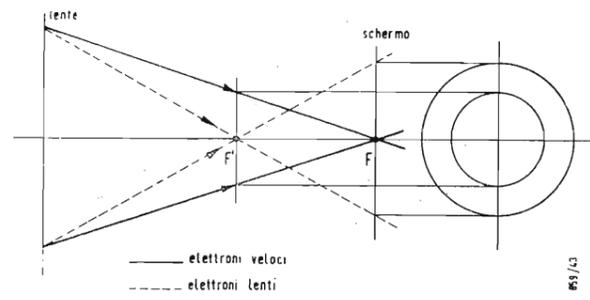



Fig. 37 - Aberrazione cromatica elettronottica.

spetto al piano oggetto; tutti gli elementi lineari vengono distorti ad archi di parabola (v. fig. 36-d).

Oltre alle cinque aberrazioni sopra considerate, nell'ottica geometrica si conosce l'aberrazione cromatica consistente nel fatto che se i raggi incidenti luminosi hanno lunghezza d'onda diversa vengono diversamente rifratti, per cui invece di avere un fuoco puntiforme, si ha una linea focale giacente sull'asse cardinale e coniugata del punto improprio a sinistra della lente nella direzione dell'asse, anche se i raggi paralleli all'asse sono parassiali.

In elettronottica chiamasi *aberrazione cromatica* il difetto dell'immagine proveniente dal fatto che gli elettroni lasciano la superficie emittente catodica con velocità diverse, cioè essi non sono animati dalla stessa velocità. Attraversando una lente elettronica gli elettroni più lenti sono più fortemente deviati e pertanto incontrano l'asse della lente prima degli elettroni più veloci; si forma dunque sull'asse una serie di punti focali costituenti la menzionata linea focale. La fig. 37 mette in evidenza che spostando uno schermo perpendicolare all'asse, l'immagine raccolta è sempre una macchia circolare, invece di un punto nitido. Considerando le azioni repulsive, che si esercitano fra gli elettroni, particolarmente sensibili nei fascetti di forte intensità, o molto sottili, o di elettroni lenti, si formano i così detti punti immagine *soffiati*.

Accanto alle sei aberrazioni sopra esposte esiste un complesso di difetti che passano sotto il nome di *distorsioni dinamiche* e che sono dovute al moto di scansione. Gli effetti dannosi da esse derivanti sono spesso assai più rilevanti di quelli delle aberrazioni classiche di terzo ordine. Molto resta da fare per attenuare le distorsioni dinamiche, escogitando nuovi circuiti che permettano di raggiungere un moto del pennello catodico il più possibile uniforme, il che richiede che le correnti deviatrici siano assolutamente lineari. Ma anche questo principio deve subito essere modificato, perchè nei tubi di sintesi lo schermo fluorescente è quasi piano, mentre il centro di deflessione del pennello è assai vicino allo schermo, in queste condizioni una corrente deviatrice perfettamente lineare non produrrebbe un moto uniforme dello spot sullo schermo, pertanto si deve provvedere a deformare opportunamente tale corrente, che non risulta più lineare.

Considerazioni generali sulle aberrazioni elettroniche. Anche per l'elettronottica si definisce gaussiana o di primo ordine l'immagine fedele di un'area notevole, con lo stesso ingrandimento, orientamento e risoluzione caratteristici della zona centrale limitata dai raggi parassiali. Chiamasi aberrazione totale dell'immagine la deviazione dall'immagine gaussiana. L'aberrazione totale è la risultante vettoriale di aberrazioni componenti dovute a distorsione geometrica, ad aberrazione cromatica, a effetti dannosi della carica spaziale, dei campi parassiti disturbanti e di scentratura assiale delle lenti elettroniche.

Le aberrazioni geometriche, dipendenti solo dalla configurazione geometrica dei campi rifrangenti, sono gli scostamenti delle intersezioni dei raggi col piano gaussiano rispetto ai punti dell'immagine gaussiana. Le aberrazioni cromatiche, dovute alla diversa velocità degli elettroni quando abbandonano il catodo, conducono a vari punti focali per gli elettroni, a seconda della loro velocità e provocano variazioni di carica spaziale o dissimmetria nella distribuzione del campo, comunemente generata da campi perturbatori esterni o da mancata coassialità delle lenti elettriche imputabile a non accurata costruzione meccanica dei proiettori elettronici nei tubi di analisi e di sintesi.

Lo studio delle aberrazioni si fa supponendo la lente elettronica molto sottile; dette d_o, d_l, d_i rispettivamente le distanze dell'elettrone dall'asse nel piano oggetto, nel piano della lente e nel piano immagine. Per immagine gaussiana di primo ordine, d_i deve essere proporzionale a d_o e si indica con d'_i. Se invece di cadere alla distanza d'_i, il punto immagine dista dall'asse di una quantità d_i funzione di d_o e d_l, si esprime d_i con una serie di potenze a coefficienti costanti del tipo:

$$d_i \rightarrow d_o,\ d_l,\ d_o^2,\ d_l^2,\ d_o d_l,\ d_o^3,\ d_o^2 d_l,\ d_o d_l^2,\ d_l^3\ .....$$

L'aberrazione è valutata dalla differenza $\Delta d_i = d_i - d_i'$ questa differenza è nulla per l'immagine gaussiana, quindi l'aberrazione non dipende dalla prima potenza di d_o e d_l. Inoltre la simmetria assiale del sistema esclude che d_i dipenda da qualsiasi termine di ordine pari. Pertanto l'aberrazione contiene solo termini di ordine dispari: terzo, quinto, ecc. Nello sviluppo di d_i se si considerano solo i termini di terzo ordine, si può scrivere:

$$\Delta d_i \rightarrow d_o^3,\ d_o^2\, d_l,\ d_o\, d_l^2,\ d_l^3.$$

Le cinque aberrazioni studiate sopra dipendono dai termini di questa espressione; quando i coefficienti di questi termini si annullano, il sistema è esente dalla corrispondente aberrazione.

L'aberrazione di sfericità assiale dipende dal termine d_l^3 ed è quindi proporzionale al cubo del diametro del fascetto di elettroni quando attraversano la zona occupata dalla rete. Poichè l'aberrazione non dipende da d_o, essa esiste indifferentemente per punti oggetto situati sull'asse, o posti fuori da esso.

L'entità del coma è commisurata al termine $d_o\, d_l^2$; essendo presente d_o in questa espressione, l'aberrazione comatica si estingue per $d_o = o$, ossia per tutti i punti oggetto dell'asse.

Dal termine $d_o^2\, d_l$ dipendono l'astigmatismo e la curvatura di campo.

La distorsione dipende dall'ultimo termine d_i^3.

Il coma e l'astigmatismo non possono essere descritti completamense con un disegno il cui piano coincida con un piano passante per l'asse, perchè dipendono da raggi giacenti in piani che non contengono l'asse.

Uno studio completo di queste aberrazioni prevede l'introduzione di una coordinata di spostamento trasversale. Lo studio semplificato e solo approssimativo prende le mosse da due raggi parassiali che individuano la posizione e l'ingrandimento dell'immagine, elementi questi che vengono impiegati, insieme con la variazione del campo entro la lente, per valutare gli integrali, che sono i coefficienti di aberrazione. I metodi di analisi relativi sono dovuti allo Scherzer ed al Glaser.

L'aberrazione sferica delle principali lenti elettroniche è dello stesso ordine di grandezza di quella delle lenti ottiche, ed è esprimibile con la relazione:

$$\Delta d_i = I K f a^3 \qquad [112]$$

dove I = ingrandimento; f = distanza focale nello spazio; a = angolo di apertura (inclinazione) del raggio emesso dal punto oggetto; K = costante di aberrazione, risulta definita dalla [112] essendo Δd_i direttamente misurabile sull'immagine affetta da aberrazione di sfericità.

Per aumentare il potere rifrangente, cioè per diminuire la lunghezza focale, di una lente elettronica basta aumentare il rapporto delle tensioni applicate agli elementi della lente se questa è elettrostatica, mentre se è magnetica basta aumentare l'intensità della corrente, che eccita il campo.

Detti V_1 e V_2 i potenziali applicati al cilindro nello spazio oggetto e al cilindro nello spazio immagine rispettivamente per una lente elettrostatica, si ha una lente acceleratrice se $V_2/V_1 > 1$, mentre si ha una lente decelaratrice se $V_1/V_2 > 1$.

Non si è finora riusciti a ottenere una lente elettronica aplanatica non essendo possibile eliminare completamente l'aberrazione sferica nelle lenti elettriche, o magnetiche o in una loro combinazione.

Astigmatismo e curvatura di campo dipendono in egual misura dalla posizione dell'oggetto e dal raggio della lente di apertura.

Le sole lenti prive di queste due aberrazioni sono quelle formate da un campo elettrico o magnetico assolutamente uniforme. Conseguentemente il piano immagine si deforma in una superficie curva che presenta la concavità alla lente; la massima curvatura compete all'immagine tangenziale.

Tali due aberrazioni sono funzioni della prima potenza del diametro dell'apertura e dal quadrato della distanza dall'asse del punto oggetto. Esse divengono preoccupanti quando il campo oggetto è vasto, come avviene nei tubi da presa, ad onta della piccola apertura dei raggi elettronici. Astigmatismo e curvatura di campo sono aberrazioni di campo, che si annullano per i punti dell'asse, si può ignorare la loro esistenza quando si progetta un proiettore elettronico.

Il coma può essere annullato in un sistema per il quale il campo elettrico presenta simmetria intorno ad un piano intermedio fra l'oggetto e l'immagine, e dove il campo magnetico è antisimmetrico. Questa correzione è applicabile nei tubi da presa, dove gli elettroni vengono emessi dal catodo con velocità iniziale nulla, perchè essi verrebbero ad assumere velocità zero anche nel piano immagine. Fortunatamente la piccolezza dell'apertura del raggio di immagine rende trascurabile l'entità del coma, che, annullandosi per i punti dell'asse, non viene preso in considerazione nei proiettori elettronici dei tubi di analisi e di sintesi.

La distorsione viene distinta in *radiale* e *rotazionale*; la prima esiste solo nelle lenti elettrostatiche; i sistemi magnetici possono presentare le due forme di distorsione; la seconda aumenta colla distanza radiale del punto immagine dall'asse in seguito ad una variazione della rotazione di tale punto intorno all'asse. È possibile rendere trascurabile la distorsione di entrambi i tipi con uno studio accurato della configurazione dei campi delle lenti.

Si dimostra che un aumento della velocità iniziale degli elettroni diminuisce il potere rifrangente di una lente elettronica continua. Non esistono perciò lenti elettroniche acromatiche. Si è sperimentato che l'uso di uno specchio elettronico nei sistemi di visione permette la compensazione totale di una lente catodica per due diverse velocità iniziali, e la compensazione per le altre lenti elettroniche della aberrazione cromatica di primo ordine.

L'entità di questa ultima (data dalla differenza cromatica nella posizione dell'immagine) nelle lenti catodiche dipende dal rapporto v_i/V fra la velocità iniziale (misurata in volt) alla tensione applicata e dalla conformazione del sistema.

Si può calcolare facilmente il diametro d del cerchio di aberrazione cromatica per i seguenti casi:

1°) semplice campo elettrico accelaratore:

$$d = 4 L \sqrt{W/V} \qquad [113]$$

2°) campo elettrico uniforme sovrapposto ad un campo magnetico uniforme:

$$d = 2 L W/V \qquad [114]$$

3°) tubo di analisi con lente elettrica o magnetica corta:

$$d = 2 I V/E \qquad [115]$$

per lente elettrica;

$$d = 2 I V/H \qquad [115']$$

per lente magnetica.

Questa ultima se molto breve e col campo esteso dall'oggetto alla lente, conduce alla seguente relazione:

$$d = \frac{2 I L W}{(2 I + 1) V} \qquad [116]$$

Nelle relazioni da [113] a [116] i simboli hanno i seguenti significati:

L = lunghezza del campo; I = ingrandimento della immagine; W = energia cinetica iniziale misurata in elettrone-volt; V = tensione generale applicata; E = intensità del campo elettrico al catodo. H = intensità del campo magnetico al catodo.

Poichè nelle [115] e [115'] l'intensità del campo figura al denominatore, è evidente che per attenuare gli effetti dell'aberrazione cromatica si deve ricorrere a forti intensità di campo. La differenza cromatica di ingrandimento e la rotazione fanno degenerare un punto immagine in un breve segmento rettilineo di lunghezza direttamente proporzionale alla distanza di detto punto dall'asse. Accorgimenti analoghi a quelli che diminuiscono il coma e la distorsione, valgono per attenuare l'aberrazione cromatica.

(continua)

Considerazioni sulla Presente Attività Internazionale nel Campo della TV a Colori - Possibili Prospettive per l'Italia nel Settore Ricerche

Relazione del dott. ing. Alessandro Banfi al Congresso Colombiano di Genova

Signore, Signori,

A questa mia relazione che vorrebbe essere una specie di messa a punto dell'attuale situazione internazionale della televisione a colori, vorrei premettere un duplice preambolo suggerito anche da particolari circostanze che esistono in molti Paesi e particolarmente in Italia.

Anzitutto nel campo della televisione a colori, io ovviamente non posseggo l'esperienza pluridecennale che mi è data per la radiodiffusione e la televisione monocroma. Però per ragioni della mia professione e quindi da molti anni, seguo con molta assiduità tutte le riunioni e i convegni che riguardano questa tecnica e sono molto a contatto con gli Enti che hanno preso l'incarico di dare o degli esercizi più o meno sperimentali o delle dimostrazioni da laboratorio più o meno estese nel tempo. Per questa ragione penso di essere anzi in condizioni forse più favorevoli di ogni altro relatore straniero, senza volere sovravalutare questa mia particolare posizione, poichè questo mio commento può essere scevro da possibili e giustificate tendenze di parte. La seconda parte del mio preambolo, che non è squisitamente tecnica, è di ciò chiedo venia agli illustri scienziati e tecnici qui presenti, vorrei che da questa autorevole sede venisse raccolta dalla stampa quotidiana, dalla stampa non tecnica, anche a rettifica di molte notizie inesatte che sono state pubblicate in quest'ultimo tempo.

Ciò anche per una giustificata preoccupazione, non solo in Italia, ma anche in tutti i paesi nei quali vi è la televisione monocroma, di non turbare un mercato e un'industria di notevole importanza oggi polarizzata e protesa alla produzione e alla vendita degli apparecchi di televisione in bianco e nero. Naturalmente questo disorientamento potrebbe essere provocato da ingiustificati o inopportuni annunci di una prossima attivazione, anche sotto forma sperimentale, di un servizio di televisione a colori. Ora è questa la dichiarazione che intendo fare: la televisione a colori esiste, indubbiamente c'è; vi è una soluzione, e non voglio dire che sia proprio la migliore soluzione possibile. Ad ogni modo in questo momento è la migliore soluzione; ne possono naturalmente nei tempi futuri essere presentate delle altre, ma ad ogni modo ripeto, una soluzione c'è. Purtroppo però questa soluzione non presenta una applicazione pratica all'apparecchio ricevente domestico, paragonabile a quella dell'attuale ricevitore in bianco e nero. Questo televisore secondo la soluzione alla quale alludevo è piuttosto complesso, richiede dei componenti costosi, e quindi lo stesso televisore è costoso, la sua manutenzione e la sua tecnica sono piuttosto complesse, e delicate, tanto e vero che nell'unico Paese, gli U.S.A. in cui oggi esiste un commercio ben definito di apparecchi ricevitori di TV a colori (1), l'apparecchio viene in un primo tempo venduto con l'obbligatorietà di una certa cifra, credo poco meno di 100 dollari, per l'assistenza che dovrebbe intervenire nel primo periodo di un anno. Desidererei quindi che venisse raccolta questa affermazione, che nonostante tutte le più rosee ipotesi, quali ad esempio che oggi stesso o domani venisse realizzato in un laboratorio un dispositivo elettronico, un tubo particolare, che conferisse al ricevitore tutte quelle caratteristiche di praticità che sono proprie oggi del televisore monocromo, anche in questo caso favorevolissimo, occorrerebbero ancora due o tre anni di sviluppo nei laboratori, per passare dalla fase sperimentale alla vera fase commerciale. Solo allora il televisore sarà messo in vendita e con possibilità di uso se non esattamente paragonabili, almeno dello stesso ordine di grandezza, di quelle degli attuali apparecchi riceventi. Chiudo questo breve preambolo ed entro in argomento.

Penso che sia molto opportuno che io mi riferisca senz'altro ai risultati ottenuti da un recentissimo congresso svoltosi a Parigi nel luglio scorso al quale erano presenti praticamente tutti i principali responsabili degli sviluppi attuali della televisione a colori, e con l'espressione di principali responsabili, vorrei accennare a nomi come il prof. Zworikyn della RCA gli ingegneri Hirsch e Loughreen della Hazeltine Corporation e autori tutti di notevoli pubblicazioni in questo campo. Erano pure presenti i principali tecnici olandesi della Philips, nonchè i più noti tecnici francesi, tedeschi e inglesi. Incidentalmente devo dire che in Inghilterra esiste, ed è oggi l'unico Paese in Europa, una sistematica trasmissione trisettimanale sperimentale di TV a colori ad uso dell'industria. Il pubblico inglese ha raccolto saggiamente l'annuncio anzitutto e quindi l'avverarsi di queste trasmissioni sperimentali. Io ero presente ad una specie di conferenza stampa che venne fatta nel giorno dell'apertura di questo servizio, ed effettivamente l'annuncio era improntato a quanto ho appena finito di dire: di non farsi illusioni su una possibilità di entrata in servizio immediata, ma considerare che le emissioni venivano fatte al puro scopo di aiutare l'industria per le sue ricerche e quindi per sondare tutte le possibilità in tema di semplificazione del ricevitore domestico. Su questo argomento concluderò poi questa mia relazione, perchè potrebbe benissimo essere applicato anche all'Italia, naturalmente con le dovute considerazioni particolari.

Dunque i risultati del Congresso di Parigi sono stati per me e per quasi tutti i colleghi e i tecnici presenti, non solo interessanti ma direi addirittura sorprendenti in quanto proprio recentemente si era diffusa una sensazione che negli U.S.A., l'unico Paese dove la televisione a colori è in funzione regolare (ad orario limitato) già da qualche anno, si fosse manifestata una specie di crisi tecnica nei riguardi della pratica funzionalità del sistema di TV a colori N.T.S.C., colà adottato ufficialmente sin dal 1953.

Praticamente tutti i relatori a questo congresso si sono trovati stranamente d'accordo nel riconoscere che oggi non esiste in pratica un sistema di TV a colori migliore di quello americano N.T.S.C. È stato anche rilevato, ripeto con sorpresa, che enti come la Philips, la quale aveva da tempo allo studio un suo sistema che pareva dare buone promesse, ha dichiarato per voce del suo direttore tecnico del laboratorio di ricerche di Eindohven che tale sistema, era stato accantonato, dati i buoni risultati forniti in sede sperimentale presso gli stessi laboratori Philips dal sistema americano N.T.S.C. adattato allo standard europeo. Non dico dell'Inghilterra, la quale come ho già riferito, ha già adottato in via sperimentale per iniziativa della BBC ed allo scopo di soddisfare esigenze industriali il sistema N.T.S.C. nella versione dello standard inglese.

Un gruppo di valenti tecnici francesi ha illustrato e fatto vedere in funzione due loro sistemi: il « double message » e l'altro quasi sequenziale dell'Henry De France della Radio Industrie; ottimi sistemi che hanno dato buon risultato sperimentale agli effetti dimostrativi per i presenti, ma che naturalmente richiedono una larghezza di banda eccessiva per tutti gli altri Stati ove esiste oggi la TV, ad eccezione della Francia il cui standard possiede una larghezza di banda di 12 MHz.

Comunque, i tecnici francesi, oltre a presentare i due sistemi anzidetti, hanno anche dato una ottima dimostrazione del sistema americano adattato alla standard europeo di 625 righe, 50 quadri interlacciati e 7 MHz di banda totale, con una sottoportante di 4,43 MHz. Incidentalmente, posso dire che tale sottoportante di 4,43 MHz è stata adottata anche dalla Philips nelle sue prove di laboratorio poc'anzi accennate. I tecnici tedeschi presenti, hanno dichiarato che non avendo nulla di essenzialmente nuovo da presentare, anch'essi aderivano in linea di massima al sistema N.T.S.C. Se questo orientamento tecnico al Congresso di Parigi può avere sorpreso, però meditandoci su un po', a tre mesi di distanza, si può arguire che ha contribuito molto alla tendenza verso il N.T.S.C., che ripeto non ha alcunchè di ufficiale ma è una pura valutazione tecnica, di tecnici presenti ad un congresso libero, e quindi ha ancor

più valore, ripeto, hanno molto influito secondo me, le precedenti riunioni e discussioni in sede del Comitato C.C.I.R., il quale ha già fatto parecchie riunioni per la TV a colori.
Come è noto il C.C.I.R. non è un comitato tecnico di ricercatori o dell'industria, ma praticamente raccoglie i titolari delle amministrazioni statali, di tutti i Paesi associati a questo comitato. A seguito di diverse riunioni e visite avvenute all'estero negli anni scorsi, è stato infatti emesso un voto (il C.C.I.R. non emette giudizi ma formula dei consigli) in merito ad una auspicabile unificazione dello standard di TV a colori. Purtroppo sappiamo che per le trasmissioni monocrome non ci siamo affatto riusciti e che ognuno ha il suo « standard », tanto che si deve ricorrere, e già è stato illustrato da altri illustri colleghi in questa sede, ai così detti convertitori di standard, i quali sono per ora del tipo fotografico ma possono diventare di tipo elettronico.
Perciò ad evitare una nuova divergenza in merito alla TV a colori, ecco che è intervenuto, ed ha agito, secondo me, il consiglio del C.C.I.R. Comunque sta il fatto che oggi il sistema più noto e l'unico che abbia dato dei risultati veramente apprezzabili è l'N. T. S. C. Un'altra considerazione che rende molto interessante il sistema N.T.S.C. è quello della sua facile adattabilità ad una variazione di standard. Cioè l'N.T.S.C. che è stato creato con lo standard americano che tutti sappiamo di 525 righe, con 60 ripetizioni al secondo, se, come hanno fatto gli inglesi, questo viene convertito ad esempio nello standard inglese, che è inferiore come definizione, come risoluzione analitica, e cioè con un'analisi televisiva a 405 righe e 50 immagini, troviamo che i risultati sono tutt'altro che disprezzabili, tanto che molti visitatori degli studi di TV a colori della BBC a Londra, hanno persino espresso l'opinione che le immagini a colori inglesi sono migliori di quelle americane. Al Congresso di Parigi di cui dicevo prima, è stata presentata una serie di dimostrazioni dell'adattamento dello standard N.T.S.C. ai vari standard.
Come ho già accennato, la dimostrazione di adattamento del sistema N.T.S.C. allo standard europeo 625 righe, 50 quadri interlacciati e 7 MHz di banda passante, adottando una sottoportante di crominanza di 4,43 MHz, è stata molto brillante e convincente anche nei rispetti della qualità dell'immagine compatibile in bianco e nero, che è risultata praticamente priva di zigrinature interferenziali.
La dimostrazione di adattamento dell'N.T.S.C. allo standard francese 819 righe, 12 MHz di banda è stata anch'essa ovviamente brillantissima.
Questa infatti non è una dimostrazione che si attaglia molto a quanto stavo dicendo prima, in quanto che, in questo caso la definizione è stata aumentata, cioè si è passati dalle 525 alle 819 righe. Comunque tale risultato non poteva essere interamente apprezzato in tutta l'estensione delle sue possibilità quando venga usato l'unico tubo tricromico che esiste oggi, il 21 AXP22 americano della RCA a maschera, il quale ha un limite di risoluzione nei suoi 600.000 punti cromatici, e quindi non poteva usufruire della maggiore larghezza di banda e della maggiore definizione geometrica dello standard francese. Ad ogni modo questo era stato già scontato ed annunciato, mentre i tecnici francesi avevano pensato di far vedere anche un altro tipo di ricevitore dimostrativo (un po' complesso, ma si è trattato di un'ottima dimostrazione) a tre tubi catodici a differenti colori di schermo (i tre colori complementari). Mediante specchi dicroici opportunamente collocati, era possibile avere la perfetta sovrapposizione delle tre immagini separatamente date. Con questo speciale ricevitore, la dimostrazione della migliore immagine c'era, ed era anche evidente. Non intendo certamente in questa autorevole sede, di fronte a tanti dotti ed esperti presenti, esporre i principi funzionali del sistema N.T.S.C. (2) ormai conosciutissimo; vorrei solo rammentare che esso trae le sue origini da due principali premesse: la « compatibilità » e la « reazione fisiologica dell'occhio ai colori ».
Della « compatibilità » si è molto discusso e si discute tutt'ora. Cioè ci sono molti fautori convinti della compatibilità, e questo è naturalmente giustificato nei Paesi dove esiste un servizio monocromo in atto, vedi l'U.S.A. coi suoi quasi 50 milioni di apparecchi, vedi l'Inghilterra coi suoi 7 milioni e mezzo ed altri Paesi, i quali hanno già un certo numero di telespettatori ai quali non sarebbe possibile annunciare che i loro apparecchi diverrebbero inutilizzati quando si iniziasse una trasmissione a colori, al posto di quella monocroma. Non tenendo conto dell'esigenza della compatibilità invece, la situazione sarebbe certamente migliore e si avrebbero già dei sistemi che potrebbero essere accettati, con notevoli semplificazioni sul sistema N.T.S.C.

Fig. 1 - Cammino schematico della informazione colorata dalla camera all'antenna trasmittente.

Fig. 2 -

Fig. 3 - Schema a blocchi di un ricevitore con rivelatori a banda disuguale o del tipo RVB.

Il concetto della compatibilità sembra però avere prevalso su tutte queste altre considerazioni tecniche, rafforzando perciò la posizione del sistema N.T.S.C.

Il secondo requisito, è quello della « reazione fisiologica dell'occhio ai colori », e non sto a rammentare la nozione nota a tutti che il nostro occhio non risponde uniformemente come risoluzione ai vari colori. In pratica il sistema N.T.S.C. è proprio basato su questo, e cioè esiste un'informazione geometrica, che è quella appunto che dà luogo alla compatibilità, e naturalmente è quella poi che per differenza di colore, viene utilizzata anche come componente cromatica verde. Esiste quindi questa discriminazione della risoluzione dell'occhio pei vari colori, e per l'immagine in bianco-nero. È noto che per acuità o acutezza visiva si intendde la capacità di percepire e distinguere i più piccoli particolari dell'oggetto osservato. Che la capacità dell'occhio normale di percepire i particolari sia limitata, è noto da molto tempo; ma sulle cause che portono a questa limitazione si sono avute fino a qualche lustro addietro delle idee che oggi si devono ritenere superate, se non addirittura errate.

Anatomicamente parlando la retina è risultata composta di alcuni strati, di cui uno, quello più esterno, cioè a contatto con la membrana che separa la retina della coroide è come un tappeto di tante cellule adiacenti, ben note coi nomi di « coni » e « bastoncini », i primi in numero di circa 8.000.000, gli altri in numero di circa 100.000.000. Queste cellule sono sensibili alle radiazioni visibili; le assorbono, le trasformano e al termine del processo di assorbimento inviano attraverso a una struttura nervosa assai complessa, degli impulsi nervosi lungo il nervo ottico.

Questo nervo contiene in cifra tonda 500.000 fibrille indipendenti; sono molte, ma sempre in numero molto minore dei 108.000.000 milioni di elementi retinici. Ciò vuol dire che ogni fibrilla del nervo fa capo a un grappolo di elementi retinici. Ciò è stato effettivamente constatato per via anatomica, ma in misura ben diversa per i coni e per i bastoncini. Per i coni, o almeno per quelli situati nella parte centrale della retina, nella cosiddetta « fovea centralis », vi è una situazione di privilegio: a ogni cono è collegata una fibrilla del nervo.

Era naturale che si vedesse in questa struttura cellulare della retina la causa prima del limiti nella percezione dei particolari. Infatti sembra ragionevole pensare che tutti gli stimoli retinici collegati ad una stessa fibrilla, debbano cumularsi, senza possibilità di distinzione fra l'uno e l'altro. Cioè i particolari dell'oggetto guardato, che nell'immagine retinica (data dal sistema ottico dell'occhio) hanno le dimensioni fisiche di un cono, debbono essere i minimi percettibili. La misura del diametro dei coni, della « fovea » mediante un semplice calcolo, portava a ritenere che il limite della risoluzione geometrica dell'occhio, di due punti adiacenti di un'immagine osservata, sono sottesi da un angolo di circa 1 minuto (variabile a seconda del soggetto). Questa teoria detta fisiologica, dell'immagine visiva, ha riscosso sinora la generale approvazione dei tecnici della televisione. Ora, è stato recentemente dimostrato che questo assunto è praticamente fallace, e cioè che l'acuità visiva non dipende dai fattori geometrici sopra ora citati, bensì da fattori essenzialmente energetici derivanti dalla brillanza assoluta e relativa dei due punti adiacenti da risolvere. Alcuni ricercatori inglesi hanno fatto in modo di immobilizzare l'occhio con una opportuna azione di paralisi temporanea dei muscoli che presiedono alla mobilità dell'occhio. E questa prova ha dato risultati veramente inaspettati: la visione del soggetto era completamente degradata e si è visto allora che l'occhio riesce a risolvere i minimi dettagli perchè non è mai fermo. Esiste una specie di esplorazione secondaria dell'occhio, il quale gira intorno rapidamente, con movimenti incontrollati micrometrici che riescono a spostare rapidamente sull'immagine ottica formatasi sul fondo della retina, i gruppi di coni é bastoncini, elementi esploratori sensibili, intorbo a quel determinato dettaglio che il sistema nervoso sensorio desidera di vedere. Questo spiega anche l'affaticamento che esiste indubbiamente nell'osservazione, non solo della TV, ma di qualunque immagine proiettata in bianco e nero. Dico in bianco e nero, perchè la cosa migliora enormemente se non c'è il solo bianco-nero, e cioè non si costringe l'occhio ad eseguire questa rapida esplorazione intorno all'oggetto da risolvere senza l'apporto risolutivo del colore. Questo apporto è enorme: da 5 a 6 volte quello che dà la risoluzione monocromatica. Questo ci fa pensare che l'avvenire della TV è quello del colore. Il colore effettivamente provoca minor fatica di osservazione, migliora le possibilità di risoluzione, ed allevia anche (e questa è una conclusione forse inaspettata o non considerata sinora) gli sforzi dei tecnici che sono protesi ad una soluzione della TV a colori, in quanto che semplifica il loro lavoro.

In altre parole è più difficile creare una buona immagine in bianco nero che non creare una buona immagine a colori, in quanto che, l'occhio stesso facilita le condizioni di osservazione e rende più facile il risultato tecnico finale. Ora effettivamente, anche indipendentemente da queste osservazioni, il colore in sè, lo esige il nostro senso, poichè tutti sappiamo che una rosa in bianco e nero non è una rosa: è un nulla. La rosa deve essere un colore, in quanto che non basta che sia definita geometricamente, ma richiede tutte quelle sfumature cromatiche che danno valore a quell'immagine.
Quindi a conclusione di queste mie sommarie considerazioni sulla reazione fisiologica del colore, concludo che tutti gli sforzi, oggi sono protesi nella ricerca di questa soluzione pratica commerciale del ricevitore che non tarderà certamente a venire nei prossimi anni. Proseguendo nell'esame critico del sistema N.T.S.C. occorre riconoscere ch'esso è stato oggetto in questi ultimi tempi, particolarmente da tecnici inglesi e francesi, ad aspri attacchi circa la sua funzionalità teorica nei rapporti delle attuali teorie colorimetriche. Infatti i fondamenti del sistema N.T.S.C. sono formulati in termini di « luminanza » e « crominanza », mentre la perfetta e totale adesione alla tecnica colorimetrica oggi in atto, esigeva un trattamento in termini di « luminosità » e « cromaticità ». Non si tratta evidentemente di un semplice bisticcio di parole, ma vi è sotto una profonda differenzazione di due distinti procedimenti di analisi e sintesi cromatica. Non vi è alcun dubbio che il procedimento N.T.S.C., ove da un segnale di « luminanza » che contiene oltre il 95 % dell'informazione geometrica dell'immagine, viene ricavato il « verde » per differenza dagli altri due segnali di crominanza, trasmessi con una sottoportante a frequenza multipla della semi-frequenza di riga, non presenta una funzionalità lineare nei rispetti della linearità di equilibrio dei contrasti cromatici. Infatti uno dei difetti più salienti presentati dagli attuali televisori americani a colori, consiste nella diluizione dei vari colori con diminuzione del contrasto generale, in corrispondenza di sensibili variazioni della luminosità media dell'immagine.
Questi difetti, già comunque previsti e scontati in partenza, non sono però tali da infirmare seriamente i vantaggi generali offerti dal sistema N.T.S.C., fra i quali primo fra tutti la suaccennata « compatibilità » con gli esistenti televisori in bianco-nero. Naturalmente in questo esame critico al sistema N.T.S.C. volevo anche accennare alle possibili soluzioni che urgono, cioè a quelle dei ricevitori a colori.
Ci sono oggi parecchie soluzioni allo scoperto, cioè in via di affinamento e di concretizzazione definitiva; sono allo studio tipi vari di tubi catodici che potrebbero sostituire il noto tubo 21AXP22 della RCA, vi sono diverse elaborazioni circuitali che potrebbero portare ad una notevole semplificazione dei ricevitori. Comunque sia, questo non contraddice a quel che dicevo all'inizio di questa mia relazione, perchè anche se una soluzione del genere venisse proprio oggi, ci vorrà sempre del tempo per mettere a punto questo particolare sviluppo, per poterlo rendere commerciale. Però, e questo riguarda particolarmente l'Italia, io mi auguro che presto si possa disporre, e parlo anche a nome della nostra industria, di una possibilità di sperimentare anche presso di noi, dei circuiti e degli sviluppi di ricevitori a colori. Oggi si è spostato molto il problema: non è più un problema di grandi laboratori, e cioè di creare un sistema completo e generale come il N.T.S.C. che a suo tempo è stato realizzato in America, con notevoli sforzi e contributi da parte di vari enti industriali, e precisamente con un contributo del 45 % di brevetti RCA, col 45 % di brevetti, Hazeltine, e col 10 % di brevetti di altre case. A quel tempo, mi riferisco sempre al mio Paese del quale conosco le possibilità di ricerca, non era possibile affrontare un problema di questo genere; viceversa sarebbe possibilissimo oggi, se ci fosse un'emissione sperimentale di TV a colori a favore dell'industria, emissione la quale richiede apparecchiature piuttosto costose e non correntemente disponibili presso i piccoli e medi laboratori. Sarebbe una palestra utilissima non solo di esperienza tecnica, ma di possibilità di ritrovamento e studio di nuovi circuiti e di nuove soluzioni per il futuro ricevitore a colori. Ora questo dico, perchè non è difficile pensare all'attuazione di un problema di questo genere. In Inghilterra già c'è, e potremo anche noi dar vita a una qualunque forma di un'attività sperimentale di questo genere, anche pensando che proprio dall'Italia è partita l'iniziativa per l'adozione del sistema che oggi si chiama europeo delle 625 righe e 7 MHz di banda, quando all'epoca della scelta dello standard italiano tutte le nazioni europee stavano in attesa di vederne saggiati i pratici risultati Il risultato è stato ottimo e il sistema è stato poi adottato da molte altre nazioni. Ora non dico che l'Italia possa ancora oggi essere il « leader » anche in questo campo; però non è da escludere che ci siano ancora grandi possibilità di nuovi ritrovati nel campo dei ricevitori a colori commerciali. E con questo mio caldo voto di pioniere della televisione italiana, concludo la mia relazione.
*

(1) *Vi sono oggi in funzione negli U.S.A. circa 230.000 televisori a colori. Il punto critico da superare è quello del milione di apparecchi e ciò per la convenienza commerciale della pubblicità.*

(2) *Per chi vuol documentarsi, può consultare il volume dell'ing. Ghersel,* « I ricevitori di televisione a colori », *dell'Editrice Il Rostro, Milano*, 1957.

Tavolo di comando e particolari del nuovo centro trasmittente della Stazione Radio Vaticana. Il trasmettitore Philips da 100 kW onde corte è stato offerto dai cattolici olandesi al Santo Padre in occasione del suo giubileo sacerdotale.

Caratteristiche e Risultati delle Misure con Segnale ad Onda Quadra (Gradino)

NELLA DISAMINA finora effettuata sulle distorsioni introdotte nel segnale in ingresso dalle reti trasmittenti video ed audio, non è stata trattata in dettaglio nè la distorsione di frequenza (dovuta ad anomalie della caratteristica ampiezza-frequenza della rete) nè la distorsione di fase (dovuta ad anomalie della caratteristica fase-frequenza).

Anzitutto è bene osservare che per quanto riguarda il segnale audio, data la assai ristretta larghezza di banda, è assai facile porsi nelle condizioni di assenza di distorsione di frequenza, mentre la distorsione di fase anche se è presente non è peraltro apprezzata dal nostro udito.

Quindi le considerazioni che seguiranno riguarderanno principalmente le reti video. Per quest'ultime reti infatti si osservano nella pratica corrente i dannosi effetti di entrambe le distorsioni di cui sopra. Essi sono essenzialmente peggioramenti del segnale video che si rendono manifesti in vario modo a seconda della regione di frequenza interessata nell'intero spettro del segnale video stesso.

In generale se la distorsione è presente nella regione delle frequenze basse si hanno sull'immagine riprodotta sfumature più o meno accentuate nei passaggi bianco-neri, ossia dei mezzi toni spuri particolarmente fastidiosi all'occhio.

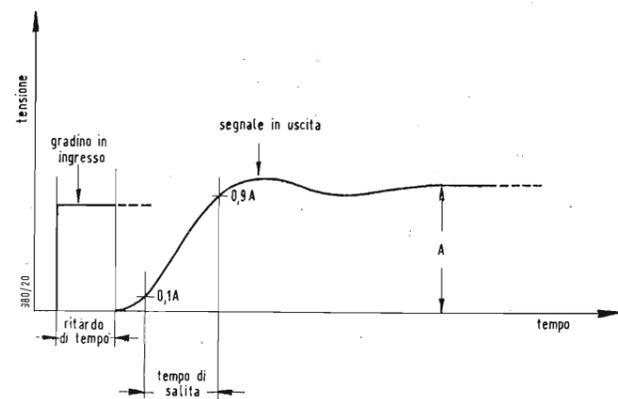
Se la distorsione è presente nella regione delle alte frequenze si ha perdita di dettaglio oppure la formazione dei cosidetti « ringing »; ossia quest'ultimi si hanno ad esempio quando di seguito ad una riga verticale nera sottile in campo bianco (che rappresenta il segnale ingresso) vi sono dei segnali spurii costituiti da un certo numero di righe parallele di intensità decrescente nel senso della scansione. Altro tipo di difetto dovuto ad anomalia nel comportamento alle alte frequenze è nel caso di un passaggio ad es., da una striscia verticale nera ad una bianca, la presenza di un bordino più acceso che segue subito il nero e che svanisce nel senso della scansione. Quest'ultimo coincide con il fenomeno dell'overshoot di cui si parlerà in seguito. Tutte queste anomalie, questi difetti riscontrati sulla immagine riprodotta, vengono poste molto bene in evidenza da una misura effettuata con un segnale ad onda quadrata.

dott. ing. Vittorio Banfi

Fig. 1 - Le parti della forma d'onda contrassegnate dall'indicazione 1 sono interessate dal comportamento alle alte frequenze, quelle indicate dal segno 2 dal comportamento alle basse frequenze.

Prima di entrare nel vivo dell'argomento sull'interpretazione della deformazione dell'onda quadrata e di esaminare alcuni dei più frequenti ed interessanti comportamenti che si hanno in pratica, è bene porre in evidenza come il rilievo della onda quadrata sintetizzi completamente entrambe le misure della distorsione di frequenza e di quella di fase.

Si premetta anzitutto che le reti in esame verranno considerate lineari. Se un segnale periodico avente una forma d'onda qualsiasi viene introdotto in una rete lineare può essere alterato in diversi modi, ad es., nell'ampiezza, nella forma, e così via. Vi è invece una classe di onde o funzioni, le sinoidi, che un sistema lineare può alterare solo in due modi. Infatti la risposta di ogni sistema lineare ad un onda sinoidale è un'altra onda sinoidale che differisce dall'originale almeno nell'ampiezza e nella fase. Ora poichè, come si è detto più volte, una forma d'onda periodica qualsiasi in ingresso si può considerare come somma di un numero teoricamente infinito ma praticamente limitato di sinoidi, la forma d'onda in uscita di un sistema lineare consisterà in queste stesse sinoidi modificate solo in ampiezza e fase. Ciascuna verrà trasmessa dal sistema come se essa solo fosse presente. La semplice somma delle sinoidi in uscita sarà l'onda che si otterrà dal sistema suddetto.

Fig. 2 - Primo parametro della risposta al gradino: tempo di salita.

Fig. 3 - Secondo parametro della risposta al gradino: ampiezza percentuale della sovraoscillazione γ.

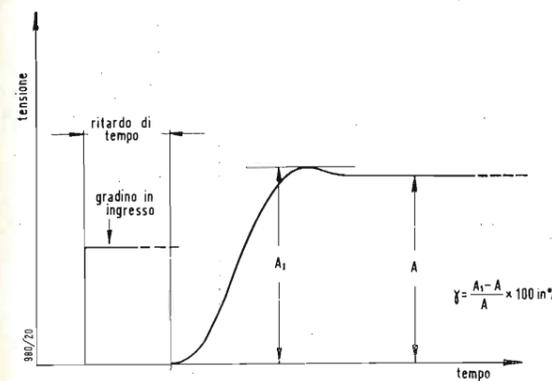



Fig. 4 - Sovraoscillazione smorzata al caso critico (overshoot).

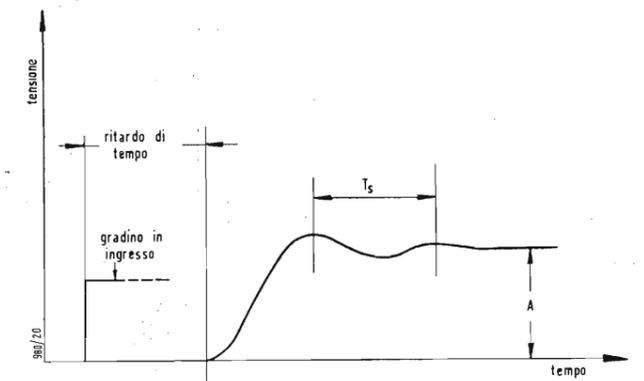



Fig. 5 - Terzo parametro della risposta al gradino: pseudo frequenza della sovraoscillazione $\varphi_s = 1/T_s$.

Se quindi anzichè una forma d'onda in ingresso qualsiasi si impiega una forma d'onda quadrata, è manifesto che la sua deformazione all'uscita della rete sarà conseguenza e della distorsione di frequenza e di quella di fase della rete stessa.

La forma d'onda quadrata è assai indicata per l'indagine sul comportamento delle reti video. La sua deformazione fornisce sinteticamente una chiara visione del comportamento alle basse frequenze ed alle alte. Infatti data una forma d'onda quadrata, come in fig. 1 si riscontrerà che le parti in immediata vicinanza del fronte ripido sono influenzate fortemente da anomalie della risposta alle alte frequenze, mentre i tratti orizzontali sono influenzati da quelle alle basse frequenze.

Si distinguono quindi due deformazioni essenziali: la prima riguarda il fronte ripido di attacco dell'onda, la risposta cioè ad una brusca variazione di tensione, la seconda deformazione della sommità dell'onda.

Iniziando dalla prima si può vedere anzitutto che una forma perfettamente a scalino nell'ingresso, cioè un bordo perfettamente verticale e quindi un passaggio istantaneo da un certo valore di tensione ad un altro diverso dal precedente, non è ottenibile fisicamente; sarà peraltro possibile ottenere un tempo di salita molto piccolo se confrontato con quello in uscita delle reti in esame. Dato quindi un segnale in ingresso quale quello descritto, il segnale in uscita risulterà deformato in modi assai diversi, ma per quanto riguarda il fronte ripido si potranno porre in evidenza tre parametri assai interessanti.

Come si vede in fig. 2 dato uno scalino in ingresso il fronte in uscita presenterà un *tempo di salita* finito intendendosi per tempo di salita il tempo compreso tra l'istante in cui la tensione ha raggiunto il 10 % e quello in cui ha raggiunto il 90 % del valore finale a transitorio esaurito.

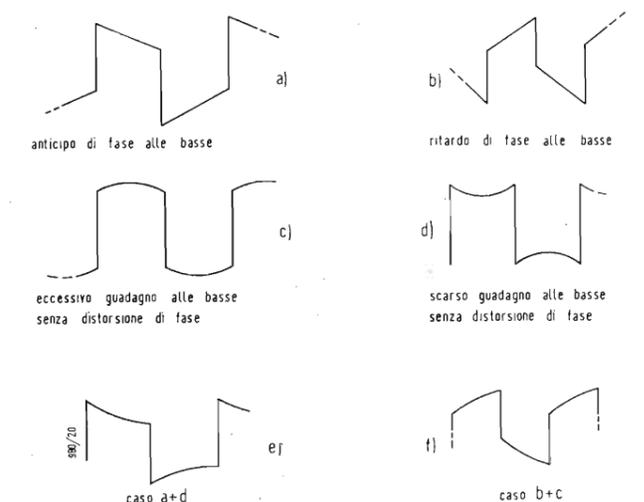



Fig. 6 - Effetti sull'onda quadra di deformazioni alle basse frequenze.

Il secondo parametro è l'*ampiezza* della sovraoscillazione di tensione a transitorio esaurito (fig. 3).

La sovraoscillazione può essere a volte smorzata al caso critico come nel caso in figura 4. Nella letteratura anglosassone viene detta normalmente « overshoot », mentre il caso precedente viene detto « ringing » (di ciò si è accennato all'inizio).

Il terzo parametro è la *pseudo-frequenza* della sovraoscillazione con le notazioni della figura 5 essa sarà:

$$\varphi_s = \frac{1}{T_s}$$

Per quanto riguarda la seconda deformazione dell'onda quadrata, ossia sulla sommità di essa, si osserva che può

avvenire che si mantenga piatta la sommità stessa ma inclinata risdetto all'asse orizzontale, ovvero si incurvi presentando le convessità oppure la concavità verso l'alto, ed infine possono darsi entrambi i casi. Una tabella più delle parole sintetizza i vari casi di questa seconda deformazione (fig. 6).

Assai importante è stabilire le caratteristiche del generatore d'onda simmetrica quadrata da impiegare per rilevare la risposta delle reti in esame. Anzitutto deve avere un tempo di salita molto piccolo. Vengono costruiti generatori eroganti segnali con tempi di salita pari a 0,02 μsec, largamente soddisfacenti per la tecnica video e praticamente privi di sovraoscillazione. È importante fissare opportunamente la cadenza di ripetizione dell'onda.

Il segnale in uscita avrà in generale, come si è detto, un tempo di salita di una certa durata, sia ad es. T. Dovrà come si vede in fig. 7 essere assai minore del semiperiodo dell'onda stessa, in modo che il transitorio del fronte d'attacco si sia praticamente esaurito all'inizio del fronte di discesa.

Tutte le reti equivalenti video, nel senso indicato all'inizio di questi articoli sulle misure nei circuiti trasmittenti, si comportano sostanzialmente come filtri passa-basso interessanti frequenze da 0 a 6 MHz al massimo.

Questo campo considerevolmente esteso di frequenza può essere scomposto in tre regioni distinte:

a) Regione delle frequenze basse $0 \leq f \leq 0{,}5$ MHz
b) Regione delle frequenze intermedie $0{,}5 \leq f \leq 2$ MHz
c) Regione delle frequenze alte $2 \leq f \leq 6$ MHz

Se ad es. si prevede che la distorsione sia localizzata in prevalenza nella regione c) si osserverà che il valore più opportuno sarà 1 oppure 2 μsec al più. Quindi è conveniente

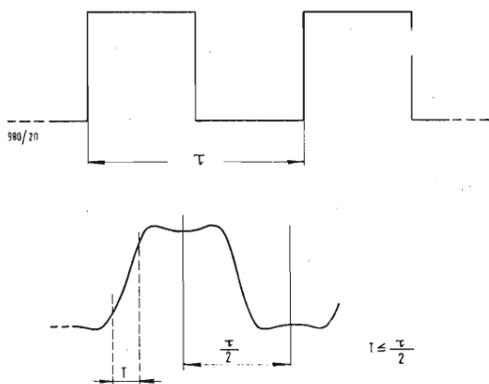



Fig. 7 - Segnale ad onda quadra in ingresso e in uscita.

in questo caso adottare una cadenza di ripetizione del generatore di 500 o 250 kHz. Infatti questo segnale si presterà per il forte contenuto di armoniche elevate, a descrivere accuratamente il comportamento della rete nella regione

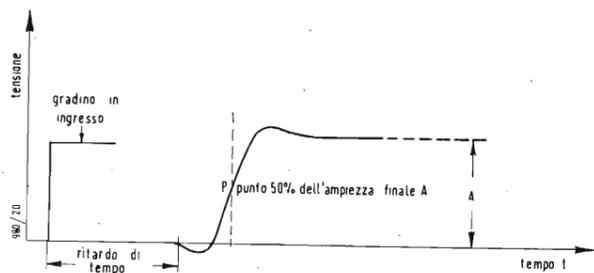



Fig. 8 - Deformazione simmetrica rispetto al punto P (assenza di distorsione di fase per presenza di reti a ritardo costante).

delle alte frequenze e meno bene in quella delle frequenze più basse; in particolare, infatti, nulla può essere detto nella regione delle frequenze basse (inferiori cioè a 500 o 250 kHz) in quanto ovviamente nessuna componente sinoidale del segnale in ingresso è di frequenza contenuta nella regione suddetta.

Analogo ragionamento può estendersi alle altre regioni per le quali occorreranno generatori con cadenza di ripetizione di valore inferiore alle precedenti.

Si può pertanto comporre la seguente tabella orientativa:

Regione del campo di frequenza	Generatore onda quadra simmetrica
Alte frequenze	Cadenza di ripetizione 500 kHz ÷ 250 kHz Tempo di salita $\leq$0,02 μ
Frequenze intermedie	Cadenza di ripetizione 100 kHz Tempo di salita$\leq$ 0,25 μ
Basse frequenze	Cadenza di ripetizione 50 Hz Tempo di salita $\leq$ 1 μ

Con un esame alla risposta dell'onda quadra è possibile in base all'esperienza, acquistare una idea precisa sull'andamento della caratteristica di fase e di ampiezza e conseguentemente sulla distorsione relativa. Vi sono deformazioni tipiche dei fronti ripidi che, e ciò è rigorosamente dimostrabile, denotano chiaramente che la distorsione di fase è assente. Tali reti vengono anche dette a ritardo costante ed hanno particolari applicazioni nei circuiti di ripresa video.

Nel suddetto caso si ha simmetria della deformazione rispetto al punto 50 % dell'ampiezza finale. La fig. 8 illustra, assai meglio delle parole, quanto detto.

Si possono raccogliere un buon numero di esempi di comportamento al fronte ripido di interesse concettuale e pratico che consentono di guidare lo sperimentatore nell'interpretazione della risposta a questo segnale delle varie apparecchiature in esame.

Si riporta una tavola con i vari casi che vengono qui commentati.

Caso I. - La risposta al gradino di tensione mostra un brusco salto seguito da una diminuizione esponenziale. Viene incontrato nell'accoppiamento interstadio dei normali amplificatori e nelle cosidette reti di differenziazione. Se si introduce:

$$f_o = \frac{1}{2\,\pi RC}$$

la frequenza di taglio inferiore, essa per gli accoppiamenti interstadi è tipicamente di pochi periodi; nelle reti di differenziazione può essere pari a diversi MHz nel qual caso la risposta al gradino è molto prossima ad un impulso.

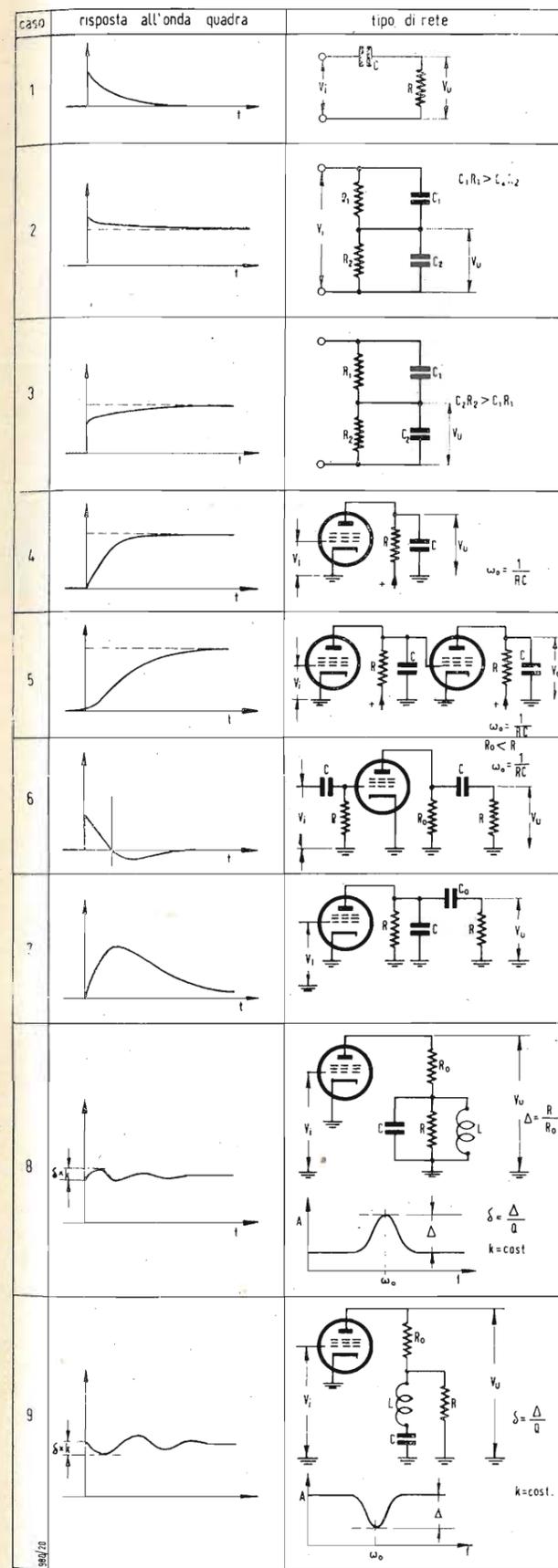
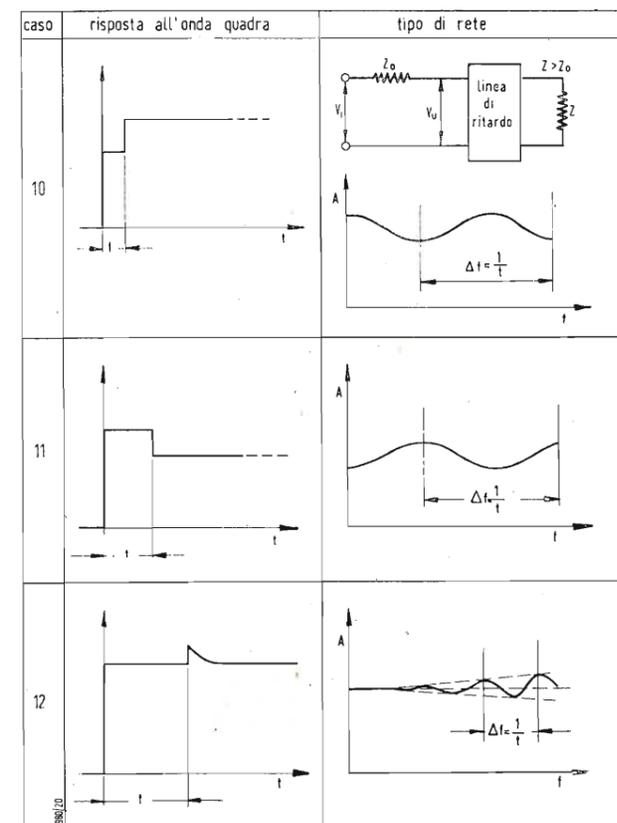
Caso II. - La risposta al gradino sale al primo istante rapidissimamente come all'ingresso ad un valore superiore a quello di regime; quest'ultimo viene raggiunto poi con un'esponenziale decrescente. Valore al primo istante è:

$$v_i \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

dovuto alla partizione capacitiva tra C_1 e C_2; valore di regime:

$$v_i \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

dovuto alla partizione resistiva delle frequenze basse (sommità dell'onda quadra); allo stesso modo di una partizione di tensione continua.

La risposta di frequenza di questa rete mostrerebbe manifestamente una esaltazione alle alte.

Caso III. - Il caso opposto al precedente. Qui vi è una perdita alle alte frequenze. Entrambi i casi 2 e 3 si incontrano comunemente nei divisori di tensione non giustamente compensati come nelle testine degli oscilloscopi o nelle reti di accoppiamento degli amplificatori in continua e via dicendo.

Caso IV. - La risposta al gradino cresce esponenzialmente sino al valore finale determinato dalla ampiezza della componente a più bassa frequenza in ingresso. Comunemente viene incontrato nei semplici amplificatori a resistenza ed è dovuto, come è ben noto, al taglio alle alte frequenze prodotto dall'effetto shuntante della capacità parassita d'uscita della valvola.

Caso V. - La risposta al gradino di due stadi semplici resistenza capacità in cascata mostra due differenze sostanziali rispetto al caso precedente (I stadio).

La prima differenza è un più lungo tempo di salita a parità di ω_o; la seconda è la tangente orizzontale all'istante iniziale. Per quanto riguarda la prima differenza vale la seguente regola generale:

« Nel caso di più stadi in cascata aventi ciascuno i tempi di salita $t_1, t_2, \ldots t_n$, il tempo di salita totale risultante è

$$t_{tot} = \sqrt{t^2_1 + t^2_2 + \ldots + t^2_n}$$

Ciò è rigoroso se gli stadi singolarmente non presentano overshoot, approssimato se l'overshoot è abbastanza ridotto ».

Caso VI. - La risposta al gradino di due reti del tipo caso I in cascata mostra le seguenti differenze (rispetto al caso I):

a) più rapida caduta dopo il salto iniziale a parità di ω_o;

b) il responso diventa negativo attraversando l'asse O nel punto $t = \dfrac{1}{\omega_o}$.

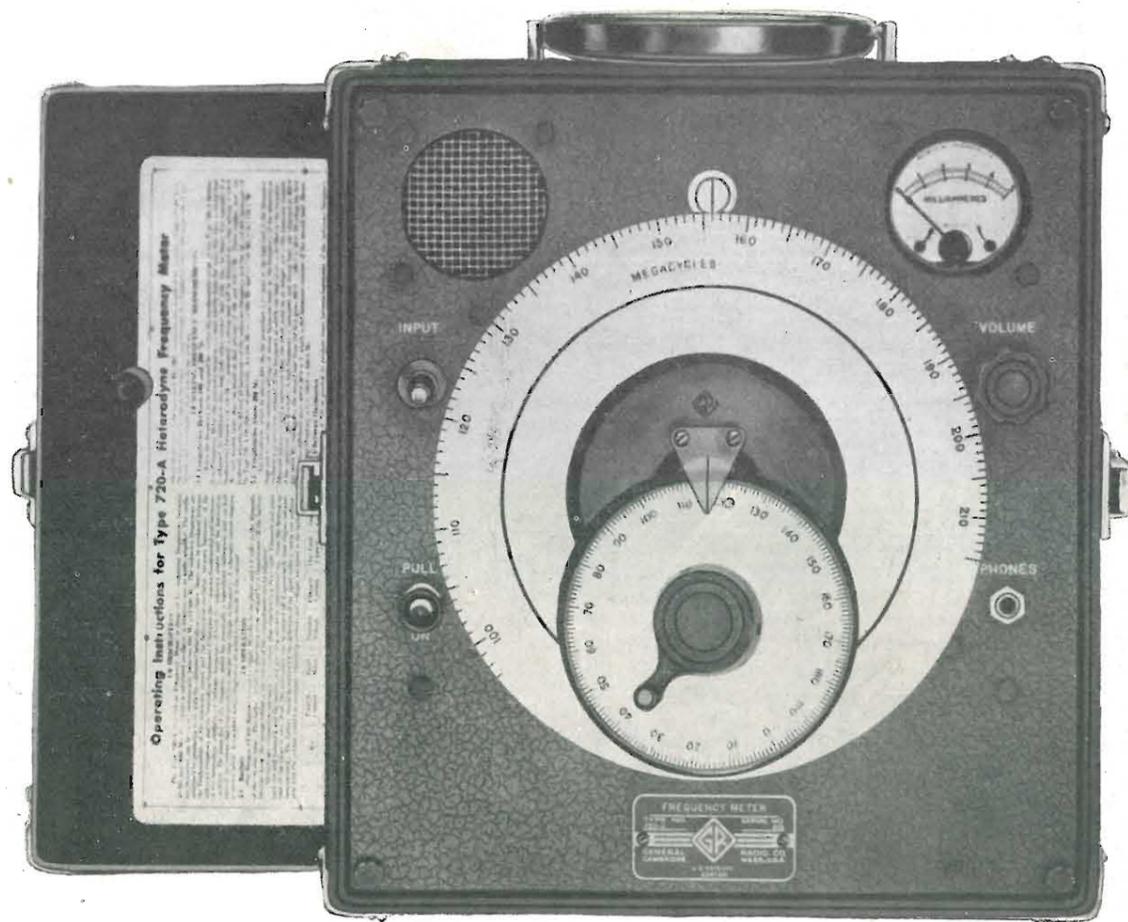
Caso VII. - Taglio alle alte ed alle basse frequenze. La risposta al gradino sarà quindi una combinazione di quelle del caso I e IV. Essa sale esponenzialmente alla velocità determinata dal taglio alle alte frequenze e cade esponenzialmente alla velocità determinata dal taglio alle basse.

Caso VIII. - Piccola risonanza in una curva di risposta essenzialmente piatta. La risposta consiste in un gradino

(*il testo segue a pag. 527*)

Ondametro ad Eterodina*

Questo strumento prende il proprio nome del metodo di riduzione a zero impiegato per la misura.

a cura del dott. ing. Franco Simonini

1. - INTRODUZIONE

L'ondametro a eterodina è uno strumento di notevole precisione per la misura di frequenza. Allo stato attuale della tecnica elettronica esso è indispensabile per ogni anche modesto laboratorio. Una scala ben tarata ad esempio può permettere una precisione di lettura dell'1 % nella lettura delle frequenze ricevute da un apparato radio ma occorre una precisione ancora maggiore dell'1 % o più per la corretta taratura. Naturalmente un grado di approssimazione così elevato comporta tutta una serie di problemi e di accorgimenti tecnici che fanno si che l'ondametro a eterodina possa venir classificato tra gli strumenti di più delicata costruzione del campo elettronico. Non per nulla esso viene denominato comunemente come « Standard secondario di frequenza ». Abbiamo già avuto modo di descrivere sulle pagine de *l'antenna* un ondametro a eterodina di notevole fattura che venne adottato per le forze armate americane nel corso dell'ultima guerra mondiale: il BC 221. Nel corso dell'articolo fu anche descritta una modifica che introduceva le possibilità di modulare il segnale di precisione emesso dall'apparato. Questo tipo di generatore permette una lettura di tipo indiretto mediante il libretto di taratura allegato allo strumento. In altre parole la scala dello strumento fornisce un'indicazione in corrispondenza della quale sul libretto di taratura si legge direttamente la frequenza con l'approssimazione dell'1 % mentre per raggiungere l'1 su 10.000 si deve fare un'interpolazione tra due letture sul libretto stesso. Prima di eseguire la lettura la scala và tarata ritoccando la frequenza generata che viene fatta battere con un quarzo, montato nel vuoto, di alta precisione. Questo procedimento è piuttosto laborioso e sconsigliabile specie se ci si accontenta nelle operazioni preliminari (nel corso delle operazioni di taratura di laboratorio) di una precisione inferiore alla massima conseguibile e cioè dell'1 % o per mille anzichè dell'1 su diecimila. In questo caso è molto più conveniente ricorrere a strumenti che permettono una lettura diretta come nel caso del 720 A della General Radio da qui descriviamo nella persuasione di fare cosa gradita ai lettori della Rivista.

Si tratta d'altra parte di uno strumento moderno che estende il campo di lavoro dello sperimentatore oltre il limite dei 20 MHz massimi, consentiti dai normali ondametri a eterodina tipo BC 221, fino ai 1000 MHz. Con l'utilizzazione delle bande delle onde ultracorte per i servizi radio-civili (FM, TV) e professionali (ponti radio) diveniva infatti indispensabile poter effettuare letture di frequenza con precisione dell'ordine all'1 % ed 1 ‰.

(*) L'ondametro a eterodina tipo 720-A è costruito dalla General Radio Co., rappresentata in Italia dalla Ditta ing. S. e dr. Guido Belotti, Milano.

2. - LE CARATTERISTICHE DELL'APPARATO.

— Campo di frequenza di misura: In fondamentale dai 100 ai 200 MHz in una sola banda con distribuzione logaritmica della frequenza. Utilizzando il funzionamento su armonica è possibile misurare dai 100 ai 3000 MHz.

— Indicatori dei battimenti: I segnali più forti vengono uditi in altoparlante ed i più deboli con l'aiuto di una cuffia telefonica mentre uno strumento disposto con l'altoparlante sul pannello frontale permette un controllo ottico del battimento. La banda passante del circuito di rivelazione è infatti di circa 50 kHz e lo strumento può quindi fornire un indicazione anche quando la frequenza misurata non può dar luogo ad una stabile ed udibile nota di battimento.

— Scale di lettura: La scala principale è tarata direttamente per letture di frequenza. Su di essa sono incise 100 divisioni ciascuna delle quali corrispondente ad 1 MHz. Accoppiata meccanicamente alla scala principale si ha una scala per la regolazione fine con 250 divisioni ciascuna delle quali corrisponde ad una deviazione di frequenza del 0,01 %.

— Precisione di misura: La massima precisione di misura è dell'1 per 1000. Se si richiede una maggiore precisione si può ricorrere all'ausilio dell'interpolatore per standard di frequenza della General Radio tipo 1110 A. La temperatura e l'umidità dell'ambiente nei normali limiti che si possono riscontrare nella sala di un laboratorio non infiuenzano la precisione delle misure.

— Alimenta sia in c.c. con una batteria che viene fornita con lo strumento sia con un alimentatore a parte in c.a. tipo General Radio 1261 A.

Non occorre nessun collegamento con la sorgente di segnali sotto misura in quanto lo strumento è munito di un corto stilo di antenna.

— Tubi impiegati: 1) 1N5GT - 1) 1D8GT - 1) 958A oltre un diodo rivelatore tipo 1N21B.

— Dimensioni e peso: circa 35 cm di altezza × 30 cm di larghezza e 26 cm di profondità compreso il coperchio dello strumento.

Peso di 14 kg con la batteria di alimentazione.

3. - LE MODALITÀ DI FUNZIONAMENTO.

L'ondametro a eterodina prende il proprio nome dal metodo di riduzione a zero impiegato per la misura. Per ottenere una sicura e precisa lettura di frequenza si fà collimare una frequenza nota con quella da misurare provocando un battimento tra le due, mediante uno stadio di eterodina. La frequenza variabile messa a disposizione dallo strumento viene ritoccata fino ad ottenere il cosìdetto « battimento zero ». La nota dovuta al battimento cioè, viene a ridursi progressivamente di frequenza fino a che le due frequenze generano pochi periodi e successivamente con un semplice ritocco vengono fatte coincidere provocando così la scomparsa del battimento.

La precisione della misura in questo modo dipende esclusivamente dalla frequenza di paragone vale a dire dalla taratura della scala.

Nei normali ondametri ad eterodina la scala viene di solito tarata, per battimento con la frequenza generata da un cristallo, in un certo numero di punti della scala stessa. Nel nostro caso un controllo a cristallo dato l'elevata frequenza di lavoro non sarebbe possibile e la taratura stabile e sicura di scala è stata ottenuta con un particolare circuito risonanza di elevate caratteristiche (tipo « butterfly ») di cui è stato munito il circuito dell'oscillatore.

Lo svantaggio che comporta l'impiego dell'ondametro a eterodina sta nel fatto che non si ha un solo battimento ma tutta una serie di battimenti tra la frequenza sotto misura con le sue armoniche e tra la frequenza generata dall'ondametro più le relative armoniche.

La fig. 2 da un'idea dei battimenti che si possono produrre nel caso di una frequenza di 800 MHz. Generalmente quindi si ricorre all'aiuto di un ondametro ad assorbimento che permette una determinazione grossolana della frequenza; avuta la quale si può ricavarne sulla scala il battimento di controllo sempre tenendo presente che si avrà evidentemente un segnale di intensità tanto più elevata quanto minore sarà il numero d'ordine delle armoniche in gioco. Generalmente comunque i battimenti tra le armoniche delle due frequenze (dell'ondametro e sottomisura) sono molto più intensi che quelli tra la frequenza fondamentale sotto misura e le armoniche dell'ondametro.

Se non è possibile ricorrere all'aiuto di un ondametro ad assorbimento si può tener conto dell'ordine di successione dei battimenti lungo la scala.

Per le frequenze superiori ai 200 MHz la procedura è la seguente: Si parte dalla parte più elevata della banda di frequenza di misura e riducendo progressivamente la frequenza dell'oscillatore dell'eterodina si nota la posizione dei battimenti più intensi.

Se ora si divide la frequenza di un battimento per la differenza di frequenza tra di esso e quelle del battimento successivo il quoziente sarà un numero intiero e rappresenterà il numero d'ordine della armonica dell'oscillatore dell'eterodina che batte con la frequenza del secondo battimento considerato.

Ad esempio si abbiano due forti battimenti in corrispondenza dei 200 e 160 MHz. La differenza tra queste due frequenze sarà di 200 — 160 = 40 MHz. Se si divide la frequenza del primo battimento (200 MHz) per i 40 MHz così ottenuti si ottiene 200/40 = = 5. Moltiplicando ora per 5 la frequenza di 160 MHz al secondo battimento si otterrà la frequenza di 800 MHz corrispondente a quella del segnale sotto misura.

Fig. 2 - Grafico dei battimenti.

Se la frequenza da misurare cade nell'intervallo tra i 100 ed i 200 MHz si ha un solo forte battimento ed altri minori lungo la scala dello strumento.

Se ad esempio si misura una frequenza di 150 MHz si avrà un forte battimento in centro scala ed altri due di minore intensità in corrispondenza dei 100 e 125 MHz di lettura. Questi battimenti saranno generati dalla 2ª e 3ª armonica della frequenza sotto misura rispettivamente con la 3ª e 4ª armonica dell'oscillatore; vale a dire del nostro caso $2 \times 150 = 3 \times 100$ MHz e $4 \times 112,5 = 3 \times 150$ MHz.

Per frequenze inferiori ai 100 MHz, la procedura è la seguente: si parte dal lato delle frequenze più basse generate dall'ondametro a eterodina e si annotano i successivi battimenti. La differenza tra i successivi battimenti (ne bastano 2) corrisponde alla frequenza sotto misura.

Ad esempio se si hanno battimenti a 105, 120 e 135 MHz la frequenza è di 15 MHz corrispondente appunto alla differenza tra due battimenti consecutivi.

Come si vede si tratta di rilievi piuttosto laboriosi. Vale sempre la pena di ricorrere all'aiuto di un ondametro ad assorbimento, a meno che non si conosca a priori il valore approssimato della frequenza in gioco.

4. - APPLICAZIONI TIPICHE DELL'ONDAMETRO A ETERODINA

L'applicazione più comune del 720 A nei laboratori radio professionali è quella di consentire la taratura, con precisione superiore all'1 %, delle scale parlanti dei ricevitori. Allo scopo, con un generatore standard modulato, si genera un segnale di riferimento. Esso è tarato di frequenza di solito con approssimazione non superiore all'1,5 ÷ ÷ 2 %. Questo segnale di frequenza nota viene fatto battere nell'ondametro con la frequenza campione opportunamente scelta sulle portate del commutatore di banda e sulla scala, dopo di che esso può servire come elemento di riferimento per la sintonia (meglio se con l'aiuto di un occhio magico) di uno dei punti tarati della scala del ricevitore. L'applicazione più frequente è però forse quella relativa al controllo della stabilità e precisione della frequenza emessa da un apparato trasmittente. La cosa ha particolare valore per i radioamatori per i quali è molto importante non sconfinare dalle sempre più ristrette bande a loro disposizione.

E difatti i regolamenti prescrivono che le stazioni private siano in grado di misurare la propria frequenza di emissione con una precisione superiore all'1 %.

La misura viene effettuata facendo battere la frequenza emessa con quella campione dell'ondametro a eterodina. Con delle periodiche operazioni di controllo è possibile così apprezzare con notevole precisione la deriva termica dell'oscillatore pilota oltre che il valore della frequenza emessa. Questo controllo è di tale importanza che in molti casi si è utilizzato addirittura l'ondametro a eterodina come generatore pilota. La debole tensione generata viene in tal caso amplificata da uno stadio operante generalmente in classe A in modo da presentare un'alta impedenza di ingresso e successivamente dagli altri stadi moltiplicatori e di potenza che normalmente costituiscono l'equipaggiamento di un trasmettitore. Un'applicazione infine poco conosciuta ma sempre di notevole importanza è quella relativa alla misura con notevole precisione di componenti della massima importanza in campo radio come induttanze e capacità. Allo scopo si equipaggia un oscillatore ad esempio con un normale circuito risonante e se ne misura la frequenza di emissione. Applicando ad esempio una capacità di valore noto in derivazione a quella di sintonia si avrà uno scostamento nella frequenza di emissione, frequenza che sarà possibile leggere con alta precisione sulla scala del nostro ondametro.

Dai tre elementi a disposizione:
— frequenza di emissione con normale circuito;
— capacità applicata;
— frequenza di emissione con capacità di sintonia variata;

è possibile ricavare con una semplice relazione il valore esatto della capacità di sintonia (all'1 %). Se ora si applica una nuova capacità, il cui valore esatto occorre determinare, al circuito di sintonia e si misura di nuovo la frequenza emessa, è possibile ricavare con analoga precisione il valore della capacità applicata.

Tale valore è particolarmente importante nelle applicazioni elettroniche perchè misurato in alta frequenza nelle condizioni quindi più vicine, se il caso, alle condizioni di impiego pratico. Quanto vale per le capacità vale pure naturalmente per le induttanze. Questo metodo di misura dalle modalità di esecuzione è appunto detto «delle due frequenze».

5. - LO SCHEMA ELETTRICO DELLO STRUMENTO.

La fig. 3 fornisce una visione schematica dei circuiti che si presentano come molto semplici. Il cuore dell'apparato è infatti costitutito dal generatore di segnali che alimenta un diodo convertitore a cristallo. Segue una catena di stadi amplificatori di bassa frequenza l'ultimo dei quali fornisce inoltre una

Fig. 3 - Schema elettrico semplificato.

indicazione dei battimenti. Si tratta infatti di un tubo tipo diodo triodo.

Generalmente la costruzione di un ondametro a eterodina è sconsigliata ai radioamatori a causa delle notevoli difficoltà di ordine meccanico relative alla costruzione non solo delle bobine e dei variabili di sintonia dell'oscillatore ma anche della stessa manopola di sintonia con relativa demoltiplica. Nel nostro caso a queste difficoltà si aggiunge quella del lavoro su frequenze elevatissime che comporta uno studio accurato dei collegamenti ed una speciale costruzione per il circuito di sintonia dell'oscillatore che nel nostro caso garantisce della elevatissima stabilità del segnale generato tale da permettere approssimazioni fino ad un massimo dell'uno per mille.

Si tratta infatti di un circuito « Butterfly » di elevatissimo fattore di merito nel quale come noto il movimento del comando di frequenza produce sia una variazione di capacità che di induttanza. Il circuito di sintonia è costruito con la massima cura con materiali di notevole superficie argentata in modo da introdurre il minimo di perdite e realizzare il massimo di resistenza dinamica.

Il tubo impiegato tipo « ghianda » 958 con accensione del filamento in corrente continua è adatto per le elevatissime frequenze in gioco dato che il suo limite di frequenza di lavoro si aggira sui 600 MHz.

Il circuito di filamento è accuratamente chiuso verso massa tramite due condensatori da 350 e 250 pF naturalmente del tipo a bassa induttanza. I circuiti anodico e di griglia sono invece collegati tramite due induttanze di blocco (L_1 ed L_2) che riducono al minimo le perdite. Un'altra impedenza (vedi fig. 4) disposta nel circuito di ingresso della antenna funziona da circuito di filtro passa alto cortocircuitando verso massa tutte le frequenze sotto ai 10 MHz che rappresentano il limite inferiore del campo di misura. In questo modo il numero dei battimenti viene ridotto al minimo indispensabile.

Come elemento non lineare per la conversione di frequenza si è utilizzato un diodo al silicio tipo 1N21-B,.

Si tratta di un elemento a ridotta tensione inversa ed ad altrettanto bassa soglia di lavoro. Adatto quindi per deboli segnali come nel nostro caso, in cui solo una piccola antenna direttamente, fissata al pannello, accoppia lo strumento al circuito sotto misura.

La tensione alternata di rivelazione viene filtrata da un condensatore da 500 pF una resistenza da 6800 e dalla capacità verso massa del cavetto schermato che porta il segnale alla griglia della prima valvola tipo 1N5GT.

Sia questa che le altre sezioni amplificatrici che seguono in cascata recano in griglia una resistenza di protezione da 270 ohm.

Dalla placca della prima valvola il segnale prelevato con un condensatore di blocco da 5000 pF passa in griglia alla sezione triodo del secondo tubo tipo 1D8GT.

Il volume del segnale viene regolato tramite un potenziometro da 1 MΩ che riduce il carico dinamico anodico e quindi l'amplificazione del primo tubo 1N5GT.

Il segnale di bassa frequenza amplificato dal triodo della 108 passa alla sezione pentodo e dalla placca viene applicato alla sezione diodo, oltre che al jack di una cuffia di ascolto dei battimenti ed al trasformatore di uscita del piccolo altoparlante incorporato nel complesso sul pannello frontale.

L'altoparlante viene disinserito, e la cuffia inserita, da due contatti del jack.

Fig. 4 - Schema elettrico generale, quotato.

Tabella I. - Condizioni di lavoro.

	anodica [V]	corrente totale [mA]	mA nello strumento	tensione di filamento	corrente di filamento [mA]	corrente di griglia dell'oscillatore [μA]	corrente di placca dell'oscillatore [mA]
batterie nuove	90	8-9	4-5	1,5	270	25-50	3
batterie in condizioni medie di lavoro	75-85	4,5-7,5	1,5-3,5	1,2-1,4	240-260	20-40	2,3-2.7

Il segnale ottenuto tramite la rivelazione viene poi applicato alla griglia controllo della sezione pentodo già polarizzata a parte tramite l'apposita batteria.

Il segnale di frequenza molto bassa (come appunto il battimento vicino alla frequenza zero) ha così la possibilità, vincendo l'inerzia dello strumento, di mettere in movimento l'indice dello strumento inserito nel circuito anodico. Esso infatti viene comandato dalle variazioni di corrente anodica provocando a loro volta delle variazioni di polarizzazione di griglia.

Un potenziometro di 0,5 MΩ permette la regolazione del valore di polarizzazione di griglia schermo e per conseguenza della corrente anodica e quindi della posizione di riposo, in assenza di segnale, dell'indice dello strumento.

L'apparato è previsto per l'alimentazione a batteria cosa che lo rende maneggevole e pratico specie per le operazioni su terreno aperto.

6. - MANUTENZIONE E MESSA A PUNTO.

L'indicazione di corrente in assenza di battimento dello strumento da 5 mA fornisce un'idea del funzionamento e dello stato di esaurimento delle batterie. Le condizioni di lavoro sono riportate nella tabella allegata.

Se l'indicazione dello strumento scende sotto 1 mA con il controllo di volume al minimo le batterie debbono venir sostituite.

Il tubo oscillatore 958A deve venir selezionato per ottenere una ridotta microfonicità e buona precisione di frequenza. Allo scopo per la taratura si esegue prima un controllo in corrispondenza dei 100 MHz ed in seguito in corrispondenza dei 200 MHz o vicino alle corrispondente divisione della scala.

Ciò fatto si sceglie tra le 958A di tipo scarsamente microfonico quella che permette la migliore taratura di scala. In seguito si ritocca il compensatore C19 da 15 pF.

Il diodo IN2B1- deve venir controllato tramite un ohmetro operante con 1,5 V di batteria. Il rapporto tra resistenza inversa e diretta deve essere al minimo di 30 a 1.

La resistenza inversa deve superare i 10 kΩ e quella diretta deve risultare inferiore ai 1000 Ω.

Il detector può comunque lavorare con rapporti anche inferiori a 30 a 1 ma il suo rendimento in tali condizioni risulta molto ridotto.

Nello strumento è contenuto un diodo 1N21 di riserva.

Per qualsiasi ulteriore schiarimento circuitale sono a disposizione di quanti, tramite la redazione della Rivista, mi vorranno interrogare.

(dott. ing. Franco Simonini)

Analizzatore Panoramico per RF

Adatto per l'analisi di qualsiasi segnale modulato in ampiezza o in frequenza nella banda tra 3 e 30 MHZ il panoramico si presta per il controllo di trasmettitori e di stadi piloti.

ORIGINARIAMENTE progettato dal General Post Office, l'analizzatore panoramico tipo OA 1094 è ora posto in vendita dalla Marconi Instruments Limited che recentemente ne ha iniziato la produzione in serie. L'accoglienza favorevole da parte di molti tecnici di tutto il mondo conferma che era necessario uno strumento di questo genere fin'ora non disponibile commercialmente. Sebbene adatto per l'analisi di qualsiasi segnale modulato in ampiezza o in frequenza nella banda di frequenza compresa tra 3 e 30 MHz, il panoramico è stato particolarmente realizzato per il controllo di trasmettitori e di stadi piloti ed è il componente della banda in esame viene presentata sullo schermo di un tubo a raggi catodici come una successione di guizzi verticali le cui altezze e separazioni rappresentano l'ampiezza relativa e la frequenza dei segnali.

Per facilitare l'identificazione e la valutazione di questi componenti sono state adottate queste particolari soluzioni:

Il reticolo del tubo a R.C. è calibrato direttamente in dB, permettendo di misurare l'altezza relativa direttamente con una sola portata sino a 30 dB e con due portate fino a 60 dB. Un comando calibrato per la larghezza da usare con sei spazzolamenti diversi con durate comprese tra 0,1 e 30 secondi. La combinazione del filtro a 150 Hz e uno spazzolamento di durata 0,1 sec permette ricerche e sintonie rapide; il filtro a 30 Hz e lo spazzolamento di 10 sec è usato per la maggior parte delle misure.

Il filtro a 6 Hz viene usato con ampiezze di spazzolamento inferiori a 3 kHz, e in unione con scansione di 30 sec, permette di osservare e separare completamente i componenti dei segnali distanti meno di 50 Hz.

La persistenza dello schermo del tubo a raggi catodici di 6 pollici è comparabile con la durata dello spazzola-

Schema a blocchi dell'analizzatore panoramico RF, tipo OAI094.

più importante di una serie di apparecchiature prodotte dalla Marconi Instruments in collaborazione con la Marconi Wireless Telegraph Company.

L'analizzatore OA 1094 provvede a presentare panoramicamente la banda di frequenza compresa tra 3 e 30 MHz, ed è composto da un ricevitore a tre conversioni di frequenza il cui terzo oscillatore locale viene variato in frequenza dal generatore che produce la base dei tempi per il tubo a raggi catodici.

La caratteristica ampiezza/frequenza dello spazzolamento provvede variazioni continue da 30 kHz a pochi Hz permettendo di osservare tutti i componenti di una normale trasmissione AM o addirittura il ronzio su una portante SSB.

Un'adeguata discriminazione quando si usa lo spazzolamento ad ampiezza minima è ottenuta usando un filtro in MF avente una banda passante di 6 Hz a — 3 dB e inferiore a 120 Hz a — 60 dB. Vi sono inoltre due altri filtri aventi una banda passante a — 3 dB di 30 e 150 Hz rispettivamente mento più lento e pertanto provvede continuità di presentazioni per tutte le misure. A spazzolamenti corti lo slittamento eventuale è molto importante e questo è stato ridotto ad un valore molto basso usando il primo oscillatore locale pilotato a quarzo.

1. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Le frequenze d'entrata da 3 a 30 MHz sono coperte in nove bande, ognuna con un'ampiezza di 3 MHz circa. I segnali d'entrata sono applicati tramite un attenuatore con 5 posizioni di 10 dB ad un circuito preselettore accordato per ridurre l'interferenza immagine e non sovraccaricare il primo stadio convertitore di frequenza. I segnali aventi frequenze comprese tra 6,5 e 30 MHz sono convertiti nella banda 3÷6,5 MHz mediante un oscillatore locale controllato a quarzo. Questo usa solamente 3 cristalli con frequenze di 12, 15 e 18 MHz ma facendo funzionare l'oscillatore locale sopra e sotto la frequenza del segnale e utilizzando la seconda armonica dei cristalli da 12 e 15 MHz nelle due bande più alte, si ottiene una copertura completa senza incorrere in dannosi battimenti spurii. Per i segnali della banda più bassa, 3÷6,5 MHz, lo stadio convertitore di frequenza funziona semplicemente come amplificatore.

Il secondo convertitore di frequenza che impiega un oscillatore locale a frequenza variabile produce una seconda media frequenza a 700 kHz e questa a sua volta viene convertita in 60 kHz facendo battimento con un terzo oscillatore locale funzionante su 760 kHz. Il secondo oscillatore locale funziona sulla banda 2,3÷5,8 MHz e la sua frequenza è regolata dal comando principale di sintonia che è calibrato direttamente con la frequenza del segnale RF d'entrata.

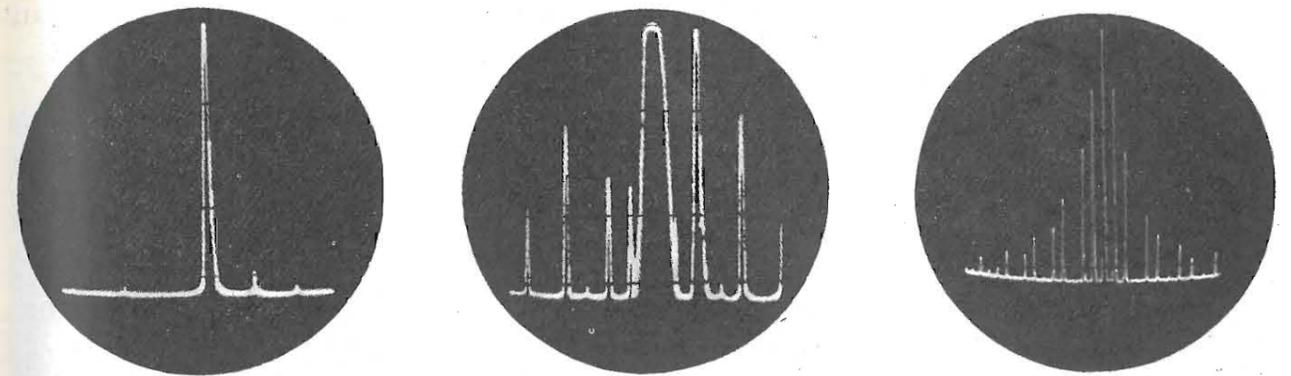
Per prevenire che frequenze spurie dei 60 kHz siano presenti all'uscita della terza conversione di frequenza, il filtro passabanda nei circuiti a media frequenza di 700 kHz è stato progettato per forti attenuazioni a 640, 760 e 820 kHz. La banda passante del filtro è di circa 30 kHz. Due attenuatori sono previsti tra la seconda e la terza conversione di frequenza: uno non è calibrato e dà una variazione totale di 20 dB, mentre l'altro che ha 11 posizioni, ciascuna di un dB, serve ad integrare l'attenuatore posto nel circuito d'ingresso RF. L'oscillatore locale per la terza conversione di frequenza ha la frequenza centrale a 760 kHz e viene deviato simmetricamente attraverso una banda ampia 30 kHz mediante un reattore pilotato dalla tensione a dente di sega della base dei tempi. In questo modo, ogni componente dei segnali della media frequenza a 700 kHz viene eterodinato a 60 kHz.

Per rendere facile il centraggio della presentazione quando si usano spazzolamenti di piccola ampiezza l'oscillatore locale è provvisto di un comando per regolazioni fini il quale permette di centrare la frequenza con una variazione totale di ± 10 kHz. Le tre posizioni di selettività di media frequenza sono determinate dalla combinazione di 3 filtri passabanda a cristallo aventi una larghezza di banda nominale a — 3 dB di 6, 30 e 150 Hz. Nella posizione 6 Hz del commutatore di selettività, la caratteristica del filtro da 6 Hz è migliorata essendo collegato in cascata con il filtro a 30 Hz; allo stesso modo nella posizione 30 Hz i filtri a 30 e a 150 Hz sono collegati in cascata; in posizione 150 Hz il filtro da 150 Hz è usato da solo.

I filtri sono seguiti da un amplificatore a 60 kHz comprendente 2 valvole a *mu* variabile. Questo amplificatore ha due posizioni di guadagno determinate dalla tensione di polarizzazione sotto il controllo del selettore di selettività. Alto guadagno oppure basso guadagno sono disponibili su ognuna delle 3 posizioni di banda passante.

Nella posizione a basso guadagno un'amplificazione lineare viene ottenuta su un'estensione di 60 dB; nella posizione ad alto guadagno, il guadagno stesso è aumentato di 30 dB, ma il campo lineare è ridotto a 30 dB. Questa soluzione permette di misurare l'ampiezza relativa dei segnali in due portate per l'intera estensione di 60 dB sebbene il reticolo del tubo a RC sia calibrato per un'ampiezza di 30 dB.

Dopo la rivelazione il segnale viene inviato ad un amplificatore avente una caratteristica logaritmica per l'intero campo di 30 dB, e quindi viene applicato alle placchette Y del tubo a RC. Lo schermo del tubo a RC è calibrato con linee orizzontali a 0, —10, —20 e —30 dB, dove zero rappresenta il livello di riferimento cioè la massima ampiezza di presentazione.

A causa della caratteristica logaritmica dell'amplificatore, la deflessione verticale è praticamente lineare riferita ai dB con il risultato che l'interpolazione tra le linee può essere fatta senza difficoltà. La misura di segnali nel campo da 0 a 30 dB viene eseguita con l'amplificatore a 60 kHz in posizione di basso guadagno; commutando in posizione « alto guadagno ».

Da sinistra a destra
Fig. 1 - Ronzio in una portante SSB (bassa sensibilità).
Fig. 2 - Ronzio in una portante SSB (alta sensibilità).
Fig. 3 - Oscillogramma di un segnale C.W.

Dall'alto al basso
Fig. 4 - Oscillogramma di un segnale modulato in frequenza. Indice di modulazione 0.8.
Fig. 5 - Oscillogramma di un segnale modulato in frequenza. Indice di modulazione 2.4.

vengono presentate le ampiezze tra — 30 e — 60 dB mentre gli originali 0 —30 dB appaiono compressi nella parte superiore dello schermo.

Cinque linee di calibrazione verticale sullo schermo del tubo a raggi catodici sono previste per facilitare l'interpolazione nella scala orizzontale delle frequenze. Questa scala è praticamente lineare in quanto esiste una relazione lineare tra la tensione di comando applicata al tubo reattore e la variazione in frequenza dell'oscillatore locale di spazzolamento.

In aggiunta all'entrata normale di $3 \div 30$ MHz, l'analizzatore panoramico può ricevere anche la frequenza fissa di 3,1 MHz. Questa è usata per gli stadi piloti dei trasmettitori in quanto parecchi di questi hanno una frequenza d'uscita di 3,1 MHz.

Un rivelatore che fornisce una buona uscita per le cuffie è collegata ai circuiti di MF a 700 kHz ed è usato principalmente per facilitare l'accordo degli stadi a RF e per scopi di controllo. È pure incorporato nel complesso un oscillatore da usare per la ricezione dei segnali telegrafici.

Lo strumento funziona con una tensione di rete di $200 \div 250$ V, 50 Hz oppure se specificatamente richiesto con tensioni di $100 \div 150$ V, 60 Hz. Un trasformatore a tensione d'uscita costante elimina il cambiatensioni e le regolazioni relative.

2. - CARATTERISTICHE PRINCIPALI.

3.0.1. - *Frequenza d'entrata.*
$3 \div 30$ MHz in 9 bande.

3.0.2. - *Entrata ausiliaria' a frequenza fissa.*
3,1 MHz.

3.0.3. - *Minimo livello d'entrata.*
(per deflessione completa del tubo a RC) +35 a +50 dB µV tra 3 e 6,5 MHz, +60 a +80 dB µV tra 6,5 e 30 MHz, + 118 dB µV alla frequenza d'entrata fissa di 3,1 MHz.

3.0.4. - *Portate per misure d'ampiezza.*
0 a —30 dB, e —30 a —60 dB dove 0 rappresenta il livello del segnale di riferimento.

3.0.5. - *Selettività.*
Possono essere scelti tre valori di selettività a —3 dB e precisamente: 6, 30 e 150 Hz. Frequenze fuori banda di 120, 600 e 3000 Hz rispettivamente, vengono attenuate più di 60 dB

3.0.6. - *Ampiezza della spettro esaminato*
$0 \div 30$ kHz.

3.0.7. - *Durata di spazzolamento.*
0,1 - 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 sec.

3. - APPLICAZIONI.

L'analizzatore panoramico può coprire un'ampia gamma di misure e di controlli. Viene infatti usato per misure di distorsione per intermodulazione, rumori di fondo, portanti compresse e soppresse e per determinare rapidamente la frequenza di segnali spurii. Un esempio del suo uso per la misura del disturbo in un trasmettitore SSB è illustrato dagli oscillogrammi di figura 1 e 2 i quali mostrano i componenti del ronzio in una banda che si estende 300 Hz ad ogni lato della frequenza pilota. In figura 1 si nota una insignificante componente a 100 Hz sopra la frequenza della portante ad un livello, come indicato dalla linea del reticolo orizzontale, di —29 dB relativo alla portante. In fig. 2 viene rappresentato lo stesso spettro con il commutatore del filtro posto nella posizione ad alta sensibilità e rivela ulteriori componenti a bassi livelli nella zona tra —30 e —60 dB relativi alla portante di riferimento.

In aggiunta alla componente a 100 Hz già notata in fig. 1, ulteriori componenti possono essere visti a frequenze di —300, —200. —100, —50, +50, +200 e +300 Hz.

I vantaggi offerti dall'analizzatore panoramico nella misura della distorsione negli amplificatori a RF lineari, trovano pronte applicazioni nella progettazione e nel funzionamento dei trasmettitori SSB. Nei trasmettitori telegrafici, si può eseguire la misura della larghezza di banda effettiva di un segnale manipolato.

Un'esempio è riprodotto dall'oscillogramma di figura 3 il quale rappresenta lo spettro di un segnale CW manipolato a 200 caratteri e con un rapporto segnale/spazio di 2 a 1; è interessante notare l'attenuazione di ogni terzo componente di banda laterale che conferma le analisi matematiche delle forme d'onda manipolate.

Un'ulteriore applicazione che dimostra la versatilità dell'analizzatore panoramico è illustrata dagli oscillogrammi di fig. 4 e 5.

Questi riproducono lo spettro di un generatore di segnale VHF modulato in frequenza. La frequenza della portante usata in questo esempio fu di 80 MHz e fu convertita in frequenza a 10 MHz mediante un secondo generatore VHF usato come oscillatore di battimento.

La fig. 4 fu ottenuta usando una frequenza di modulazione di 5 kHz e una deviazione di 4 kHz. In figura 5 la deviazione fu portata a 12 kHz con un rapporto di deviazione di 2,4 e la scomparsa dei componenti la portante a questi valori di indice di modulazione è confermato dall'oscillogramma. La presenza di spurie modulate in ampiezza è indicata dalla distribuzione asimmetrica dello spettro nella quale i componenti superiori la portante sono generalmente più larghi di quelli della banda laterale inferiore.

(*Giuseppe Moroni*)

Due nuovi strumenti portatili

La Simpson Electric Co. di Chicago annuncia due nuovi strumenti: un nuovo generatore di barre cromatiche (Mod. 430) in grado di fornire un segnale TV, NTSC, con saturazione del 100 %. Secondo il costruttore, tale strumento potrà servire per ogni ricevitore TV a colori, presente e futuro. Da segnalare, l'unico commutatore di comando con indicazione visiva del segnale di uscita.

Il secondo strumento è un oscilloscopio d'uso generale (Mod. 466) e di costruzione robusta data la destinazione ad un impiego anche fuori del laboratorio. Chiamato « Handiscope » l'oscilloscopio qui illustrato utilizza un tubo di 5 pollici. (*Nsec*)

Anche in America si fabbricano pendolette solari

« La General Time Corporation » ha fabbricato una pendoletta solare che sarà messa in vendita nel prossimo Natale, al prezzo di circa 200 dollari. I modelli sono due e cioè una pendoletta da tavola e una d'ufficio. La sola sorgente d'energia è la luce, sia quella del giorno che quella artificiale. Per contro, nel meccanismo vi sono delle cellule al silicio che, esposte alla luce, producono energia elettrica. Questa è raccolta in un accumulatore che mette poi in moto il meccanismo dell'orologio. È sufficiente esporre per un giorno alla luce dette cellule, per disporre di energia per un mese. L'accumulatore, inoltre, è in grado di fornire energia per un anno intero. (*u.p.*)

Contributo britannico ai progetti nucleari italiani

Tecnici britannici daranno il loro contributo alla realizzazione di un grande progetto nucleare in Italia.

Una ditta inglese di consulenza tecnica, la Kennedy and Donkin, ha annunciato che fornirà servizi tecnici alla Società Elettro-Nucleare Nazionale italiana (SENN) per la costruzione di una stazione elettro-atomica di 150.000 kW nell'Italia meridionale. Anche l'Ente nucleare britannico fornirà al progetto il contributo della propria esperienza, sotto gli auspici della Banca Internazionale.

Il capo della Kennedy and Donkin, signor Geoffrey Kennedy, ha reso noto che il Presidente della SENN, prof. ing. Carlo Matteini, ha recentemente concluso un contratto in base al quale la suddetta ditta aiuterà i progettisti italiani nella scelta di un terreno su cui costruire la centrale, nonchè nella redazione dell'invito alle offerte per la costruzione vera e propria. Gli esperti della Kennedy and Donkin forniranno inoltre alla SENN consulenza nelle discussioni che la società italiana avrà con fabbricanti inglesi sulla progettazione della centrale ed in quelle con l'Ente Atomico britannico sui problemi tecnico-funanziari dell'impresa.

La Banca Internazionale annunciò lo scorso agosto la decisione di cooperare con l'Italia nello studio del progetto per una centrale elettroatomica. Il Governo italiano ha reso noto dal canto suo che la centrale sarà costruita nell'Italia meridionale dalla SENN, società in cui sono rappresentate le maggiori imprese elettriche del Sud nonchè alcune società metallurgiche sotto controllo statale.

La Banca costituirà un comitato di specialisti incaricato di esaminare i rapporti relativi ai vari aspetti dello studio del progetto, noto con il nome di Progetto ENSI (Energia Nucleare Sud Italia). (*u.b.*)

Tecnica nucleare e laminati

In quattro laminatoi di una fabbrica presso Londra sono stati installati degli strumenti di controllo dotati di isotopi radioattivi. Si è così realizzata una accuratissima forma di controllo dello spessore delle lamine di alluminio, che vengono appunto prodotte in tale stabilimento. Ciascuna valvola contiene un isotopo che pronuce un campo radioattivo attraverso cui passa la lamina in uscita dal laminatoio. L'entità di radiazione assorbita dalla lamina è direttamente proporzionale al suo spessore, sicchè le variazioni di questo vengono registrate sul pannello a disposizione dell'operatore.

L'efficienza della valvola isotopica si aggira intorno al 99 %; essa registra pertanto la minima deviazione in grossezza, assicurando l'accuratezza del lavoro. I laminatoi in questione appartengono alla Venesta Ltd. (Queen St. Place, Londra, E.C.4); essi pesano 60 tonn. ciascuno e producono circa 1.600 kg di laminati all'ora, ossia intorno ai 250 m. Le valvole isotopiche sono prodotte dalla Baldwin Instrument Co. Ltd. (*u.b.*)

Conversazioni tra esperti americani e esponenti del mondo scientifico industriale italiano sul programma elettronucleare in Italia

Due dirigenti dell'AEC (Commissione americana per l'Energia Atomica), il dott. W. Kenneth Davis, direttore della Divisione Sviluppo Reattori, ed il dott. Ulysses M. Staebler, capo della Sezione Reattori Elettronucleari Civili, accompagnati dall'addetto scientifico dell'AEC presso l'Ambasciata americana a Parigi, dott. Amasa S. Bishop, hanno avuto recentemente una serie di incontri con personalità del mondo scientifico ed industriale italiano per esaminare i programmi di sviluppo di impianti nucleari in Italia, nell'ambito dell'accordo bilaterale italo-americano per le applicazioni nucleari di pace sottoscritto il 3 luglio a Washington.

La visita dei tre esperti americani ha permesso di definire i piani per la realizzazione in Italia di centrali elettro-nucleari che verranno alimentate con i 7000 kg di uranio 235 posti a disposizione dagli Stati Uniti.

Prima di iniziare i contatti individuali con gli esponenti dei gruppi finanziari ed industriali recentemente costituiti in Italia allo scopo di realizzare alcune centrali elettronucleari, il dott. Davis ed il dott. Staebler, hanno avuto un lungo scambio di idee con il presidente del Comitato Nazionale delle Ricerche Nucleari, prof. Basilio Focaccia, con il presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche, prof. Francesco Giordani, con il presidente della SELNI, ing. Giorgio Valerio, con il direttore generale dell'Agip Nucleare, ing. Marcello Quojani, e numerosi altri tecnici e dirigenti industriali italiani del settore elettronucleare. (*u.s.*)

Provati nel Nevada nuovi metodi di registrazione delle radiazioni

Il Dipartimento della Difesa ha annunciato nei giorni scorsi che alcuni tecnici dell'Esercito statunitense distaccati presso il poligono di prova nel Nevada hanno portato a termine con successo alcuni collaudi con una nuova rete di strumenti per la rilevazione delle radiazioni nucleari appositamente ideati e costruiti dal Laboratorio del Genio Collegamenti di Fort Monmouth (New Jersey).

Gli apparati, che hanno permesso di registrare senza interruzione i livelli della radioattività nel poligono di prova durante le prove con armi nucleari recentemente concluse, sono stati installati entro speciali ambienti sotterranei situati a diverse distanze dall'epicentro dell'esplosione. Mediante un congegno simile a quello utilizzato sui sommergibili per azionare i periscopi, gli apparati sono stati fatti affiorare dal terreno automaticamente entro qualche frazione di secondo dall'esplosione, al fine di evitare il loro danneggiamento nel momento più critico.

Apparecchi analoghi sono stati installati su carri armati « Sherman », al fine di determinare le distanze minime cui i mezzi corazzati possono avvicinarsi ad un'esplosione nucleare senza mettere in pericolo i loro equipaggi.

Una terza serie di strumenti è stata collocata su palloni sospesi ad oltre 300 metri di altezza, allo scopo di rilevare la radioattività nell'aria. All'atto dell'esplosione, l'onda termica ha distrutto l'involucro plastico dei palloni, ma gli strumenti installati a bordo sono stati in grado di inviare i dati rilevati in aria ai registratori posti nel sottosuolo mediante cavi coassiali prima della loro distruzione.

Nello stesso tempo, sta per essere ultimato un nuovo programma per la misura della distribuzione della radioattività naturale e di quella artificiale, predisposto dalla Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), dall'Ufficio Meteorologico federale, dal Laboratorio Ricerche Navali di Washington e dai servizi meteorologici ecuadoriani, peruviani e cileni. In base al programma, una catena di 10-12 stazioni di rilevamento, delle quali 7 già in funzione, disseminate lungo l'80° meridiano Ovest tra la Groenlandia e l'Antartide, sarà messa in funzione durante l'Anno Geofisico Internazionale.

Questa rete di rilevamento sarà integrata da quella messa in opera sino dal 1947 presso le maggior installazioni navali americane dal Laboratorio per le ricerche della Marina. I posti di rilevamento della radioattività disporranno di speciali pellicole in grado di raccogliere campioni di pulviscolo radioattivo e di altri dispositivi che saranno successivamente esaminati presso il Laboratorio Ricerche Navali di Washington. (*u.s.*)

Presentato il primo modello di motore a joni per veicoli spaziali

Un gruppo di scienziati governativi addetti a laboratori di ricerche del Comitato Nazionale Consultivo per l'Aeronautica (NACA) ha presentato nei giorni scorsi il prino modello funzionante di motore a joni, che potrà essere utilizzato per azionare i veicoli spaziali.

Il motore a joni, definito come un acceleratore di particelle elettriche, potrà consentire velocità dell'ordine di 40.000 km orari per lunghi viaggi effettuati da veicoli spaziali all'esterno dell'atmosfera e dal campo di gravitazione terrestre.

Il cosidetto «razzo a joni » sfrutta la separazione violenta degli elettroni dagli atomi che determina una carica positiva in questi ultimi. Allorquando tali atomi positivi (o joni) sono diretti verso la medesima direzione, si determina una spinta analoga a quella dei gas formati nelle turbine a getto o nei motori a razzo. Naturalmente l'entità della spinta sviluppata dal motore a joni è di ordine infinitamente minore di quella di un ordinario motore a razzo per missili balistici, raggiungendo appena il valore di 5 kg contro i 60.000 kg dei missili. Utilizzando il motore a joni su veicoli già portati con razzi ordinari a combustione all'esterno dell'atmosfera terrestre e dotati di velocità dell'ordine di 29.000 km orari circa, si può comunque disporre di una spinta di lunga durata sufficiente a consentire il proseguimento del viaggio nello spazio alle più alte velocità.

Il direttore aggiunto del NACA, dottor Abe Silvestein, ha sottolineato che il modello funzionante del motore a joni rappresenta unicamente una fase iniziale delle ricerche in tale settore. Oltre a questa fonte di propulsione spaziale, egli ha detto, ne esistono allo studio numerose altre, tra cui quella basata sull'impiego dell'« energia nucleare diretta ». (*u.s.*)

Raddoppiato in un anno il traffico telefonico transatlantico

È passato appena un anno dalla inaugurazione del cavo telefonico transatlantico, costato 15 milioni di sterline, ma il successo di tale servizio è già pienamente manifesto. Prima della stesura del cavo le comunicazioni tra l'Europa e l'America del nord avvenivano per via radio ed il numero di comunicazioni settimanali era in media di 530 fra Londra e il Canadà e di 2,320 fra la capitale britannica e gli Stati Uniti. Da quando il cavo è entrato in funzione, il traffico è aumentato progressivamente, sino a raggiungere una media settimanale rispettivamente di 1.600 e 4.300 conversazioni telefoniche. Durante la settimana di Natale 1956 si ebbe un primato di 2.650 e 6.420 comunicazioni. Il numero complessivo di chiamate scambiato fra Londra da un lato e gli Stati Uniti e il Canadà dall'altro è stato per il primo anno di servizio quasi 300.000, ossia circa il doppio dei contatti radiotelefonici stabilit annualmente in passato.

Va sottolineato che tali cifre non rappresentano il volume totale del traffico transatlantico, poii chè sette circuiti sono stati affittati a Paesi continentali: Germania (2), Francia, Belgio Olanda, Svizzera e Danimarca. Il circuito danese serve anche la Norvegia e la Svezia. Complessivamente il traffico di tali circuiti con il Nord America è stato di circa 130 mila in un anno. Oltre alle normali comunicazioni telefoniche il cavo è servito per circa 2.500 trasmissioni radiofoniche, in massima parte fra Stati Uniti e Gran Bretagna, ma alcune destinate anche, mediante collegamento, a Paesi come la Russia, l'India ed il Medio Oriente.

Il cavo contiene pure alcuni canali per comunicazioni telegrafiche, alcuni usati per sveltire il servizio telegrafico pubblico, altri per il servizio telex.

Il servizio telex fra il Canadà e l'Europa, via Londra, venne aperto il 3 dicembre 1956 e da allora sono state registrate circa 10 mila chiamate per un totale di oltre 103 mila minuti di trasmissione. Circa un quarto di tale traffico si è svolto fra il Canadà ed i Paesi europei continentali. Le stazioni metereologiche canadesi e inglesi sono collegate mediante telescrivente grazie ai canali telex del cavo transatlantico. Sono attualmente allo studio progetti per la stesura di un nuovo cavo telefonico fra la Gran Bretagna e il Canadà; si tratta di un cavo di disegno più moderno di quello attualmente in funzione ed avente un singolo cavo con ripetitori nelle due direzioni, capace di provvedere a 60 circuiti telefonici. Esso sarà steso dal « Monarch », la più grande nave posa-cavi del mondo, la quale già posò il primo cavo transatlantico e recentemente ha partecipato all'opera di collegamento via cavo fra Honolulu e San Francisco. (*u.b.*)

Fenomeni di Interazione di Onde Elettromagnetiche

La Demodulazione delle Radioonde Attraverso la Jonosfera

Durante le campagne di ricerca sui fenomeni di interazione di onde elettromagnetiche si notò che l'onda modulata di una stazione disturbatrice usciva dalla ionosfera con una percentuale di modulazione inferiore a quella con cui vi entrava, ciò portò alla enunciazione di una ipotesi e alla esecuzione di una serie di esperienze allo scopo di verificare l'esistenza e la natura del fenomeno.

dott. Angelo Sciacchitano

1. - PREMESSA.

La ionosfera, detta pure alta atmosfera, è quella parte dell'atmosfera terrestre che si estende all'incirca dagli 80 ai 500 chilometri dal livello medio del mare. In questa vasta regione la pressione barometrica è molto bassa. A 100 km, secondo taluni, è un millesimo di quella alla superficie terrestre, secondo altri è molto più bassa. Pertanto i gas dell'aria vi si trovano in uno stato di grande rarefazione, ossia contengono pochi atomi per unità di volume.

Caratteristica peculiare della ionosfera è la ionizzazione dei gas che compongono i vari strati (1), la quale è agevolata dalla bassa pressione ed è prodotta dalla radiazione ultravioletta emanata dal sole (e probabilmente anche dalla radiazione corpuscolare da quella X), nonchè dalle scie meteoriche negli strati inferiori e forse dalla radiazione cosmica negli strati superiori. Queste radiazioni privano gli atomi di uno o più dei loro elettroni satelliti trasformandoli in ioni ed elettroni liberi. Tali particelle elettrizzate si muovono continuamente e vanno perciò soggette ad urtarsi, per cui tendono a ricombinarsi per ricostituire l'atomo neutro (2). Ma poichè la pressione è molto bassa e perciò il libero percorso è molto grande, il processo di ricombinazione è lento e conseguentemente persiste lo stato di ionizzazione (o elettrificazione).

Questo particolare stato conferisce ai gas che compongono la ionosfera proprietà conduttrici (mentre si sa che i gas in genere sono cattivi conduttori), proprietà che si manifesta nell'incurvare le radioonde che la raggiungono durante il loro propagarsi, dando luogo ad un fenomeno di rifrazione e di riflessione totale, per cui dette radioonde, invece di disperdersi nello spazio, vengono rimandate sulla superficie terrestre, da questa riflesse e nuovamente inviate nella ionosfera ove vengono di nuovo incurvate e rinviate verso il basso, e così di seguito, viaggiando in tal modo attorno alla terra e permettendo così le comunicazioni a grande distanza (3).

I fenomeni di cui ci occuperemo si producono nello strato E della ionosfera, bordo inferiore, a circa 90-100 km d'altezza, con onde di media frequenza.

2. - INTERAZIONE E GIROINTERAZIONE.

La ionosfera, per quanto sopra detto, è quindi costituita, oltre che da molecole e atomi dei gas dell'aria, da ioni positivi ed elettroni liberi. Gli elettroni liberi, per effetto del campo magnetico terrestre H, e in assenza di campi elettrici, ruotano su orbite circolari con velocità angolare costante (4) La frequenza di rotazione è chiamata *frequenza giromagnetica* o *girofrequenza* (5).

In condizioni normali, cioè non perturbate da fattori estranei, si stabilisce uno stato di regime nel quale si ha un equilibrio *statistico* nell'insieme delle particelle. Ma quando una radioonda arriva nella ionosfera provoca un'alterazione nello stato di regime, perchè il campo elettrico dell'onda produce un'accelerazione nel moto degli elettroni liberi; di conseguenza aumenta il numero degli urti e si ha una maggiore cessione di energia dagli elettroni alle molecole a spese dell'energia dell'onda. Ora se l'onda è modulata dalle parole, dalla musica o da segnali telegrafici, avviene che le proprietà del mezzo ionizzato (regione ionosferica di propagazione dell'onda) variano col ritmo della frequenza di modulazione dell'onda. Per cui, arrivando nella ionosfera un'altra onda, pur se di frequenza diversa, trova il mezzo ionizzato variante col ritmo della frequenza di modulazione della prima onda e ne subisce l'influenza. Così che la seconda onda, all'uscita dalla ionosfera, risulta leggermente modulata dalla modulazione della prima ed è ricevuta sulla stessa frequenza della prima, ma con intensità molto più debole.

A questo trasferimento di modulazione dalla prima alla seconda onda fu dato il nome di *effetto Lussemburgo* o *effetto Tellegen* (dal nome dello scopritore) e, in linguaggio scientifico. *effetto intermodulante* o *interazione di*

(1) Gli strati che compongono la jonosfera sono distinti, dal più basso al più alto, con le lettere *D*, *E* ed *F*. Gli strati *E* ed *F* in particolari condizioni si scindono rispettivamente in E_1 ed E_2 e in F_1 ed F_2.

(2) L'atomo, nel suo stato integro con un nucleo centrale a carica positiva e anelli di elettroni a carica negativa, è elettricamente neutro. Quando perde o acquista, una o più cariche negative diviene un atomo carico o *ione:* ione positivo o *catione* nel primo caso, ione negativo o *anione* nel secondo.

(3) Questi fenomeni si verificano per le onde lunghe, medie e corte, ossia per le onde di bassa, media e alta frequenza. Le onde di altissima frequenza (cortissime, ultracorte, supercorte, ecc.) non sono, normalmente, riflesse dalla ionosfera ma l'attraversano e continuano a propagarsi pressochè in linea retta disperdendosi nello spazio. Infatti l'incurvamento delle onde è tanto più forte quanto più bassa è la frequenza (e quanto maggiore è la densità ionica), mentre la penetrazione negli strati ionizzati aumenta con l'aumentare della frequenza (e quanto più l'angolo d'incidenza delle onde è prossimo alla verticale).

(4) In un campo magnetico la traiettoria di un elettrone, animato da velocità non coincidente con l'andamento delle linee di forza del campo, viene modificata. Per semplicità si suppone la velocità dell'elettrone normale alle linee di forza, per cui la traiettoria risulta circolare e la velocità angolare costante è data dalla formula:

$$\omega_r = \frac{He}{m} \qquad [1]$$

ove *e* ed *m* sono la carica e la massa dell elettrone.

(5) L'esistenza della frequenza giromagnetica fu ammessa dai fisici Nichols e Shelleng nella teoria magneto-ionica da essi elaborata per spiegare l'ipotesi fatta nel 1925 da sir Edward Appleton secondo la quale il campo magnetico terrestre influenza la propagazione delle radioonde nella ionosfera. Essa è data dalla formula:

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} \qquad [2]$$

e sapendo che:

$$\omega_r = \frac{He}{m}$$

si ha:

$$f_r = \frac{He}{2\pi m}$$

da cui:

$$H = 2\pi f_r \frac{m}{e} \qquad [3]$$

radioonde. La modulazione trasferita è detta *modulazione parassita*.

Naturalmente tra le due radioonde l'interazione è reciproca, tuttavia è solo l'onda della stazione più potente a disturbare l'altra imprimendole la propria modulazione.

Dall'epoca della scoperta (6) del suddetto fenomeno (1933) molti scienziati di diverse nazioni fecero esperienze e iniziarono studi teorici, e nel 1937 il fisico inglese V. A. Bailey, dell'Università di Sydney, in una memoria conclusiva degli studi da lui compiuti, dava l'interpretazione teorica del fenomeno osservato. Però il prof. Bailey non si fermava a studiare il semplice effetto Lussemburgo. Sviluppando ulteriormente i suoi calcoli dimostrò che il fenomeno disturbatore sarebbe stato massimo se la stazione che lo produce anzichè emettere un'onda di frequenza qualsiasi avesse emesso un'onda di frequenza circa uguale alla frequenza giromagnetica locale della ionosfera. Si sarebbe così ottenuto un *effetto di risonanza* (analogo a quello che si riscontra in acustica quando vibrano due diapason della stessa frequenza), per cui gli elettroni, assorbendo una maggiore quantità di energia, avrebbero prodotto una ulteriore ionizzazione. Pertanto, nel caso dell'interazione tra due radioonde, si sarebbe passati dal semplice effetto Lussemburgo al *giro-effetto Lussemburgo*, ossia all'*effetto Lussemburgo con risonanza* o *girointerazione di radioonde*.

Nel 1942 il prof. Mario Cutolo, della Università di Napoli, pensò che mediante l'effetto di risonanza nella interazione delle radioonde sarebbe stato possibile misurare la frequenza giromagnetica con la [2] e quindi il valore di H del campo magnetico terrestre nella ionosfera con la [3], verificando così in pari tempo con una prova sperimentale diretta la teoria magnetoionica e la teoria del Bailey.

Le esperienze furono organizzate dal Centro Studi di Radiopropagazione e Radionavigazione, presso l'Istituto di Fisica Tecnica della Facoltà d'Ingegneria di Napoli, in cinque campagne scientifiche su scala nazionale perchè era necessaria la collaborazione di diverse stazioni radio (RAI, Radio Vaticana e stazioni della Marina e dell'Aeronautica) situate in diversi punti della penisola, per ottenere il fenomeno secondo le leggi enunciate dal Bailey (7), nonchè di alcuni particolari Istituti scientifici fra i quali l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris », l'Istituto Idrografico della Marina (per i dati magnetici), l'Osservatorio Astrofisico di Arcetri e l'Osservatorio Astronomico di Monte Mario (per i dati relativi alle macchie solari le quali. com'è noto, influiscono sullo stato della ionosfera).

Le esperienze, a causa della guerra, furono iniziate nel 1946 e proseguirono fino al 1950 concludendosi con ottimi risultati. Nello stesso anno in cui terminavano in Italia, l'autore della teoria iniziava in Australia (ottobre 1950) un ciclo di analoghe esperienze che si conclusero nell'ottobre 1951 e confermarono pienamente i risultati italiani.

3. - DEMODULAZIONE.

Durante la terza campagna nazionale di esperienze sui fenomeni di interazione svoltasi nel 1948, venne notato che la modulazione del segnale emesso dalla Radio Vaticana (stazione che emetteva l'onda disturbatrice) e ricevuto a Torino (Istituto Elettrotecnico Nazionale) era notevolmente inferiore a quella effettivamente impressa dal trasmettitore. La Radio Vaticana emetteva un'onda di m 226 (5 kW) con frequenza di modulazione variante da 230 a 400 Hz e profondità di modulazione del 70-80 %, mentre il segnale veniva ricevuto con una profondità di modulazione del 30-35 % e al massimo raggiungeva il 50 %.

In altri termini l'onda modulata usciva dalla ionosfera con una percentuale di modulazione inferiore a quella con cui vi entrava. A tale constatazione, che destò sorpresa nei ricercatori, si giunse dopo di aver avuta assicurazione dai tecnici della Radio Vaticana che la percentuale di modulazione dell'onda emessa era costante, e dopo aver escluso che una riduzione di tale rilevante entità fosse dovuta al ricevitore usato che era del tipo supereterodina.

Poichè la frequenza dell'onda emessa dalla Radio Vaticana non era molto distante dalla frequenza giromagnetica locale, si avanzò l'ipotesi che se si fossero emesse onde di frequenza portante variabile intorno alla girofrequenza e modulate con percentuali rigorosamente fisse su date frequenze di modulazione, il grado di modulazione del segnale (ricevuto a distanza) avrebbe dovuto diminuire allorchè la frequenza portante si fosse avvicinata alla girofrequenza locale.

3.1. - Esperienze Nazionali

In base alla suddetta ipotesi e allo scopo di verificare se il fenomeno, teoricamente insospettato, esistesse o meno, veniva fatta una prima indagine sperimentale durante la quarta campagna nazionale (1949) di esperienze sull'interazione che non dava però risultato positivo. Ciò nonostante si ritenne di proseguire l'indagine nella quinta campagna nazionale che si andava progettando per l'anno seguente.

Come stazione trasmittente venne adoperata Radio Firenze II. Essa emetteva un'onda portante (3 kW) di frequenza variante da 1.070 a 1.300 kHz (con legge di variazione di 5 in 5 metri) per passare attraverso la frequenza giromagnetica che per il cielo dell'Italia Centrale a 90 km d'altezza era stimata in 1.200 kHz (m 250).

La trasmissione consisteva in segnali (linee) della durata di 5 minuti per ciascuna frequenza, modulati costantemente a 230 Hz e con grado di modulazione dell'80 % (salvo l'errore dell'1-2 %). Allo scopo di controllare la costanza del grado di modulazione venne collocato nella stazione emittente un oscillografo munito di un'antennina in maniera da captare il segnale irradiato.

Le misure della frequenza della portante, della frequenza di modulazione e del grado (o profondità o percentuale) di modulazione furono eseguite dall'ing. R. De Cristofaro. Capo della Sezione Tecnica di Radio Firenze.

La stazione ricevente, installata a

(6) Il Tellegen rilevò il fenomeno perchè mentre ascoltava da Eindhoven (Olanda) il programma di Radio Beromunster (Svizzera) sulla lunghezza d'onda di 460 metri, udiva come brusio di fondo il programma di Radio Lussemburgo che trasmetteva sulla lunghezza d'onda di 1190 metri.

(7) Secondo il Bailey, condizione necessaria affinchè il fenomeno sia osservabile è che la stazione che emette l'onda di frequenza giromagnetica (detta disturbatrice) si trovi a circa metà della distanza che separa la stazione che emette l'onda che viene disturbata (detta ricercata) da quella ricevente, e che le tre stazioni siano presso a poco allineate su un percorso di un migliaio di chilometri.

Torino (I. E. N.), era costituita da un ricevitore *Safar* sulla cui seconda frequenza intermedia era inserito un oscillografo per avere l'immagine dell'inviluppo del campo elettromagnetico modulato in arrivo. La percentuale di modulazione veniva ricavata misurando le dimensioni del massimo *a* e del minimo *b* (vedasi schema in fig. 1 e anche

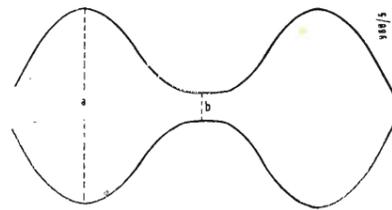



Fig. 1 - Schema dell'inviluppo del campo e.m. modulato in arrivo (traccia oscillografica).

le figg. 4 e 5) e applicando la formula:

$$\frac{a-b}{a+b} \cdot 100.$$

Generalmente l'ampiezza dell'inviluppo subisce continue variazioni nel tempo. Per effettuare misure il più possibile precise venne applicato sullo schermo dell'oscillografo una scala millimetrata trasparente .Per ciascuna frequenza della portante si eseguivano da 5 a 10 e più misure e di queste si faceva la media aritmetica.

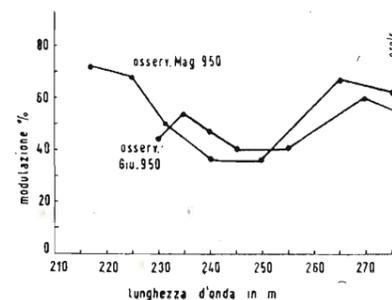



Fig. 2 - Variazione della percentuale di modulazione (ordinate) del campo e.m. in arrivo al variare della frequenza della portante (ascisse).

Dai diagrammi tracciati (fig. 2) in base ai dati misurati apparve che la percentuale di modulazione ricevuta a Torino scendeva a un minimo del 37 % laddove l'onda in partenza era modulata all'80 %, e che il minimo del grado di modulazione si aveva quasi sulla frequenza giromagnetica (1.200 kHz) con piccoli spostamenti dovuti probabmente alla fluttuazione della densità elettronica dello strato ionosferico interessato.

Contemporaneamente alle misure eseguite a Torino venivano fatte misure a Napoli (Centro Studi) con un sistema identico ad eccezione del ricevitore che era un *AC* 14 anzichè un *Safar*.

I risultati complessivi confermarono l'esistenza del fenomeno della diminuzione del grado di modulazione di un segnale emesso su frequenze prossime alla girofrequenza locale attraversante la ionosfera.

Nel 1951 vennero compiute altre esperienze adoperando come stazione emittente la stessa Radio Firenze II mentre la ricevente, anzichè a Torino e a Napoli contemporaneamente, venne collocata in un primo tempo a Torino e in un secondo tempo a Napoli.

Le esperienze avevano luogo generalmente dalle 0024 alle 0300 T.M.E.C. Nella notte dell'8 dicembre Radio Firenze II eseguì tra le 0200 e le 0300 alcune particolari trasmissioni consistenti nella emissione di linee lunghe sulle onde di m 240, 247 e 255 e con frequenza di modulazione di Hz 230, 500, 800, 1.000 e 1.200 per ciascuna delle onde emesse. La scelta di queste lunghezze d'onda fu stabilita per studiare il fenomeno con frequenze portanti i cui valori variavano intorno alla girofrequenza locale.

Maggiore precisione nelle misure delle percentuali di modulazione si ottenne questa volta applicando una macchina fotografica sullo schermo dell'oscillografo.

Nella seguente tabella si vede che per l'onda di m 247 (più vicina a quella sella girofrequenza teorica di m 250) il grado di modulazione è più basso di quello delle onde di m 240 e 255, e che la sua variazione oscilla dal 22 % all'80 % e raggiunge in alcuni casi anche una sopramodulazione dovuta probabilmente a perturbazioni ionosferiche.

Esaminando gli oscillogrammi e ascoltando nella cuffia i segnali emessi da Radio Firenze si avvertiva che la audiofrequenza, o frequenza acustica del segnale, variava. Il che dimostrava che la sopramodulazione era dovuta all'interferenza di onde che arrivavano al ricevitore dopo aver percorso cammini differenti nella ionosfera.

Sulle prime venne adoperato un ricevitore *AC* 14, poi un ricevitore appositamente costruito per eliminare qualsiasi dubbio circa l'influenza dell'apparato sul fenomeno. Pertanto si adoperarono bobine in A.F. senza nucleo di ferro, si amplificò il segnale soltanto a frequenza intermedia impiegando un amplificatore aperiodico come primo stadio e due amplificatori accordati come secondo e terzo stadio, e venne particolarmente curato l'accoppia-men to in aria tra l'oscillatore in alta frequenza e il primo stadio amplificatore in media frequenza.

Anche questo ciclo di esperienze confermò l'esistenza del fenomeno. Il prof. Cutolo, che fu il primo a notarlo, ritenendo che esso fosse dovuto ad un'interazione tra onde ed elettroni liberi, per effetto del campo magnetico terrestre, ossia all'influenza di un'onda su se stessa, in analogia all'influenza di due onde tra loro, pensò insieme con i suoi primi collaboratori, fra i quali l'ing. Mario Carlevaro, l'ing. Giulio Colonnese e la dr.ssa Maria Motzo, di dargli il nome di *autogirointerazione* o *autogirodemodulazione*. Vedremo qui di seguito che la *demodulazione* in generale assume due aspetti: *autogirodemodulazione*, quando si verifica su frequenze giromagnetiche, e *autodemodulazione*, quando si verifica su frequenze lontane dalla girofrequenza.

3.2. - Esperienze Internazionali.

Mentre in Italia venivano iniziate le esperienze sul nuovo fenomeno, in Gran Bretagna i fisici Ratcliffe e Shaw pubblicavano un articolo in cui fra l'altro avanzavano l'ipotesi della esistenza della demodulazione in generale, cioè indipendente dalla girofrequenza. Altri studiosi si sono occupati in prosieguo di tempo del fenomeno su frequenze non giromagnetiche. Pertanto per comprovare l'esistenza della demodulazione ionosferica su frequenze lontane dalla girofrequenza venne effettuato nel marzo 1953 un primo ciclo di ricerche sperimentali. Tale ciclo, diversamente dai precedenti, fu organizzato in campo internazionale dalla Sub-Commissione III-b dell'U.R.S.I. (Unione Radio Scientifica Internazionale) sotto la diretta cura del Presidente, ing. E. Picault, Ispettore Generale delle PP.TT. francesi, su proposta e programma presentato dal Centro Studi di Napoli.

TABELLA I. - Risultati delle misure effettuate nella notte dell'8 dicembre 1951

Lungh. d'onda in metri	Frequenza di modul. in Hz	Misura del grado di modulaz. in %	Media
240	500	68,0 82,4 49,0 61,4 — —	65,20
	800	44,7 59,0 47,5 — — —	50,40
	1.200	53,1 30,4 34,3 62,0 — —	44,95
247	230	46,3 68,4 — — — —	57,35
	800	51,6 48,6 46,3 — — —	48,83
	1.000	29,6 22,0 60.0 33,4 34,0 28,7	34,61
255	500	84,0 65,0 49,9 53,2 68,8 —	64,18
	800	68,0 80,3 40,0 81,8 39,4 60,3	61,58
	1.000	40,8 38,1 44,9 66,6 — —	56,60

Funzionarono le emittenti della Radiodiffusione Francese di Parigi (kHz 863, 150 kW) e di Strasburgo (kHz 1.160, 20 kW). Le esperienze si svolsero dalle 0030 alle 0430 T.M.E.O. Entrambe le stazioni emettevano alternativamente, secondo il piano orario prestabilito, a piena potenza e mezza potenza, col 60 % e col 30 % di modulazione e su frequenza di modulazione da 50 a 4.000 Hz.

Le stazioni riceventi erano situate nelle seguenti nazioni e territori: Francia (Suresnes e Poitiers), Belgio, Olanda (Nederhorst den Berg), Africa Sett. Francese (Algeri), Grecia (Atene). In Italia le riceventi furono allestite a Torino (Istituto Elettrotecnico Nazionale), Milano (Istituto Comunicazioni Elettriche del Politecnico), Cagliari (Istituto di Fisica Tecnica dell'Università), Napoli (Centro Studi).

Mentre Torino provvedeva da sè con proprio apparato ricevente, Napoli provvedeva per la propria sede, per Cagliari e per Milano. La preoccupazione del Centro Studi fu principalmente quella degli apparati, in quanto i ricevitori in genere producono notevoli distorsioni della frequenza modulante da 1.000 Hz in sopra. Furono perciò costruiti tre ricevitori composti ciascuno da tre stadi in A.F. a circuiti accordati che davano curve di risposta lineari. A Milano, per avaria al ricevitore ad accordo, venne adoperata una supereterodina (*Marelli* vecchio tipo) notevolmente sensibile ma non eccessivamente selettiva e con distorsione da 2.200 Hz in poi.

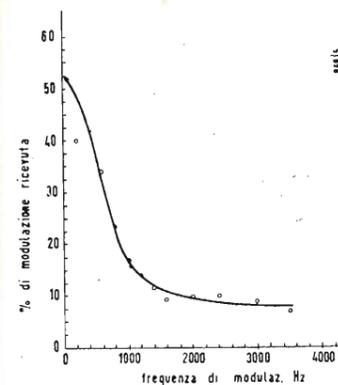



Fig. 3 - Andamento dell'autodemodulazione in funzione della frequenza di modulazione. Curva sperimentale ricavata dai segnali ricevuti dalle ore 01.30 alle 01.45 del 27-3-53. Trasmittente Radio Parigi, ½ potenza (75 kW), 60 % di modulazione. Ricevente Napoli.

All'uscita del terzo stadio in A.F. (nel caso dei ricevitori ad accordo) e della seconda M.F. (nel caso della supereterodina) era inserito un oscillografo tipo *Cossor* o *Du Mont*. A differenza delle ultime esperienze, in queste anzichè adoperare una macchina fotografica per riprendere gli oscillogrammi, venne adoperata una macchina cinematografica. Con tale sistema fu possibile riprendere migliaia di fotogrammi allo scopo di fare una più esatta misura applicando il metodo statistico.

Purtroppo per varie ragioni (presenza di radiofari o stazioni radio di elevata potenza, cattivo funzionamento della macchina cinematografica, scarsa sensibilità della pellicola per il raggio verde dell'oscillografo, ecc.) non si potettero utilizzare le registrazioni fatte a Cagliari, molto scarse, e una parte di quelle fatte a Milano, per lo più non misurabili.

Un andamento più regolare delle osservazioni si ebbe a Napoli ove la registrazione oscillografica dei segnali ebbe esito soddisfacente e la serie di osservazioni fu elevata. Però non fu possibile utilizzare tutti i dati raccolti perchè una parte di essi venne registrata con un ricevitore a supereterodina del tipo *BC* 314. La ragione dell'impiego di questo ricevitore al posto di quello ad accordo, o in concomitanza, era determinata talvolta dalla presenza di stazioni interferenti che coprivano i segnali trasmittenti di Parigi e di Strasburgo. Poichè il *BC* è più selettivo dei ricevitori ad accordo era possibile con esso eliminare le interferenze. Ma la forte distorsione prodotta dal *BC* per le frequenze più elevate non consentì di prendere in considerazione i risultati delle misure.

Per quanto riguarda i dati registrati dalle stazioni estere, il numero delle misure effettuate su ciascuna frequenza di modulazione fu scarso perchè alcune stazioni non applicarono il metodo cinematografico. Tuttavia dal complesso dei risultati ottenuti, specialmente da quelli di Algeri, fu possibile vedere che la demodulazione era notevole sulle alte frequenze.

Le registrazioni effettuate da ciascuna stazione ricevente furono inviate a Parigi, al Presidente della Sub-Commissione III-b e da questi raccolte e spedite alla sede del Centro Studi per l'esame e le eventuali misure. Tutte le misure delle registrazioni effettuate a Milano, Cagliari e Napoli furono eseguite dall'ing. Gian Carlo Bonchi e dal sottoscritto, ingrandendo i fotogrammi mediante un apposito proiettore. Torino provvide per proprio conto.

Diamo, come esempio, in fig. 3 il grafico dell'andamento della autodemodulazione in funzione della frequenza di modulazione relativo ai segnali emessi da Radio Parigi col 60 % di modulazione e ricevuti a Napoli la notte del 27 marzo 1953 (vedansi anche le figg. 4 e 5).

I risultati di questo ciclo di esperienze vennero esaminati in una riunione della Sub-Commissione III-b tenutasi a Torino nella sede dell'I. E. N. nel febbraio 1954 e mostrarono una certa concordanza per tutti i laboratori, italiani ed esteri, confermando inoltre, che il fenomeno si verifica anche su frequenze non giromagnetiche (la frequenza di Radio Parigi di 863 kHz è lontana dalla girofrequenza).

3.3. - Conferme e studi esteri.

Nel febbraio 1954 il dr. S. N. Mitra dell'Università di Nuova Delhi effettuò delle esperienze in India che comprovarono l'esistenza dell'autogirodemodulazione. Egli adoperò 14 trasmittenti coprenti una banda di frequenza da 590 a 1.490 kHz con frequenza di modulazione di 1.000 Hz e grado di modulazione dell'80 %. I segnali di tutte le stazioni erano ricevuti a Nuova Delhi e le misure mostrarono che il grado di modulazione toccò il minimo sulla frequenza di 1.020 kHz (frequenza giromagnetica locale della ionosfera) mettendo in evidenza l'effetto di risonanza dovuto all'azione del campo magnetico terrestre.

L'autogirodemodulazione è stata confermata anche in Australia ove due fisici dell'Università di Adelaide hanno trovato che il fenomeno è più intenso quando la frequenza portante si avvicina alla girofrequenza ed è più marcato per le frequenze di modulazione piuttosto basse (tre 800 e 1.500 Hz).

L'autodemodulazione è stata confermata con esperienze di laboratorio negli Stati Uniti dal prof. Goldstein dell'Università dell'Illinois, mentre in Russia il prof. Vilenskii, sviluppando una teoria sulla radiopropagazione in regime non lineare, ha trovato che nel caso di frequenze portanti lontane dalla girofrequenza locale, e per frequenze di modulazione molto basse, il grado di demodulazione arriva al 23 %.

3.4. - Andamento del fenomeno.

L'andamento del fenomeno, tuttavia, suscita qualche dubbio, nel senso che mentre le esperienze mostrano che la percentuale di modulazione ricevuta diminuisce con l'aumentare della frequenza di modulazione — quindi aumenta la demodulazione — alcuni fisici sostengono che si dovrebbe verificare tutto l'opposto. In proposito I. J. Shaw, illustrando una teoria sull'autogirodemodulazione (che chiama *self-distorsion*), e considerando il caso particolare, cioè che la demodulazione sia una conseguenza dell'interazione, prevede che tale demodulazione debba diminuire anzichè aumentare con l'aumento della frequenza di modulazione.

Anche il dr. Hibberd dell'Università di Sydney ha elaborato una teoria sull'autodemodulazione, indipendente cioè dalla girofrequenza, che però è in contrasto con i risultati sperimentali.

Durante il Convegno Ionosferico di Venezia, tenutosi nell'agosto 1955, il fenomeno è stato molto discusso e alcuni studiosi hanno cercato di spiegarne il processo fisico. Secondo il prof. Bailey e il prof. Kahan, dell'Istituto Poincaré di Parigi, le ipotesi che si possono fare sono due: o il fenomeno è dovuto alla variazione della frequenza di collisione tra elettroni liberi e molecole per effetto del campo elettrico della radioonda, oppure è dovuto all'assorbimento delle bande. Una terza ipotesi avanzata dai proff. Ranzi e Boella sulla possibilità che esso sia prodotto dagli echi multipli sembra meno pro-

Fig. 4 - Tracce oscillografiche della portante modulata emessa da Radio Parigi la notte del 27-3-53. Mezza potenza (75 kW), modulazione 60 %, frequenza di modulazione 100 Hz. Grado di modulazione misurato in arrivo 27,9 %.

Fig. 5 - Tracce oscillografiche della portante modulata emessa da Radio Parigi la notte del 27-3-53. Mezza potenza (75 kW), modulazione 60 %, frequenza di modulazione 600 Hz. Grado di modulazione misurato in arrivo 22 %.

babile. Secondo l'ing. Mario Carlevaro, dell'Università di Napoli, il quale ha elaborato una teoria servendosi dell'ausilio di una calcolatrice di tipo analogico, il fenomeno può essere interpretato mediante la teoria dell'interazione.

Bisogna tener presente che la ricerca sperimentale su fenomeni del genere comporta molte difficoltà. Notevoli distorsioni della traccia oscillografica, fluttuazioni del campo elettromagnetico, pur essendo regolare la traccia, dovute a particolari condizioni ionosferiche, disturbi atmosferici, radiofari e stazioni interferenti nella gamma di frequenze esplorate, rendono inservibile molte volte tutta una serie di registrazioni cinematografiche perchè i fotogrammi non consentono misure attendibili.

Per quanto sopra detto il Presidente della Sub-Commissione III-b ha invitato i ricercatori a proseguire le esperienze.

3.5. - Applicazioni scientifiche.

La demodulazione ionosferica potrà essere impiegata per il sondaggio dello strato E con onde medie, giacchè le corte non possono fornire informazioni su questo strato in quanto lo oltrepassano essendo riflesse da strati più alti; per la misura della frequenza di collisione fra elettroni liberi e molecole neutre nel medesimo strato E, e per la misura del campo magnetico terrestre in quota. Finora la misura diretta di H nello strato E è stata effettuata soltanto mediante magnetometri contenuti nei razzi del tipo V2 e derivati. È evidente che tali misure non si possono eseguire che a lunghi intervalli di tempo e soltanto nello spazio di alcuni secondi per ogni lancio, mentre col fenomeno della demodulazione è possibile eseguire indagini continue e di maggior precisione. Tale metodo è stato giudicato. da vari scienziati competenti di geomagnetismo ed in particolare dal dr. A. P. Mitra del Laboratorio di Ricerche Ionosferiche della Pennsylvania, il migliore fra quelli esistenti, alcuni dei quali ideati dallo stesso Mitra. Nè si può pensare di dedurre il campo magnetico terrestre in quota dal campo magnetico in superficie estrapolando la formula di Schmidt (8) fino alla ionosfera, perchè questa formula non tiene conto della ionizzazione e dei moti delle particelle elettrizzate. Infatti, secondo la teoria di Stewart e Shuster, enunciata circa 90 anni fa e confermata la prima volta direttamente nel 1949 mediante il lancio di un razzo *Aerobee* dalla nave *Northon Sound* al largo della costa del Perù, l'intensità del campo magnetico in quota diminuisce per la presenza di un sistema di correnti elettriche prodotte dall'azione meccanica delle maree dell'alta atmosfera sugli elettroni liberi e sugli ioni degli strati ionizzati. Le variazioni magnetiche in superficie sono sensibilmente minori rispetto a quelle che si producono in quota e sono influenzate dal suddetto sistema di correnti e da correnti che si producono nell'interno della Terra (correnti telluriche) per effetto di quelle dell'alta atmosfera.

È nota l'importanza che ha lo stu-

(*il testo segue a pag. 525*)

(8) La formula di Schmidt è data dalla seguente espressione:

$$H = H_0 \left(1 - \frac{3h}{R}\right)$$

dove H_0 è il campo magnetico alla superficie terrestre, h l altezza dalla superficie stessa ed R il raggio terrestre.

Stazioni ad Onda Corta Ricevibili in Italia

Nei nostri numeri precedenti abbiamo pubblicato le stazioni emittenti ad onda corta da 2350 kHz a 6200 kHz e precisamente: n. 5 del 1956 le stazioni da 2350 a 5940 kHz (bande di 125-90-75-60-50 m), n. 9 del 1956 stazioni da 5950 a 6200 kHz (banda di 49 m).
L'elenco che segue comprenderà le frequenze da 6209 kHz a 9775 kHz (bande di 48-41-31 m).

METRI	(kHz)	STAZIONE	NAZIONE	POTENZA kW
48,31	(6209)	Malaga	Spagna	2,5
		Bucarest	Romania	50.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Bangkok	Tailandia	?
48,23	(6220)	Karachi	Pachistan	50.
		Alma Ata	U.R.S.S.	15.
		R. Nacional de Mineiro	Cile	5.
		All India Radio-Delhi	India	100.
48,19	(6225)	Pechino	Cina	?
48,12	(6235)	Karachi	Pakistan	50.
48,08	(6240)	Caltanissetta	Italia	5.
48,02	(6248)	Budapest	Ungheria	100.
48,00	(6250)	Univ. Tec., Instambul	Turchia	1.
47,69	(6290)	All India Radio-Delhi	India	100.
47,62	(6300)	Radio Police-Ankara	Turchia	1.
47,16	(6360)	Emis. Official Luanda	Angola	3.
		R. Nacional Lisbona	Portogallo	100.
47,09	(6373)	R. Nacional Lisbona	Portogallo	100.
		R. Atlantico Lisbona	Portogallo	10.
46,84	(6405)	Mosca	U.R.S.S.	100.
46,75	(6419)	Addis Abeba	Etiopia	1.
46,50	(6440)	Scuola Tec.-Ankara	Turchia	1.
46,51	(6450)	Radio Siboney Avana	Cuba	1.
46,44	(6459)	Douala	Cameroon	1.
46,29	(6480)	Mosca	U.R.S.S.	100.
45,87	(6540)	Mosca	U.R.S.S.	100.
45,05	(6660)	Mosca	U.R.S.S.	100.
44,95	(6675)	Ginevra	Svizzera	25.
44,76	(6702)	Stalingrado	U.R.S.S.	?
44,61	(6725)	Tel Aviv	Israele	1.
44,58	(6730)	Taskent	U.R.S.S.	15.
44,50	(6745)	Pechino	Cina	?
44,18	(6790)	Skarq Al Adna-Limas.	Cipro	20.
44,14	(6800)	Radio Mesched	Iran	?
43,96	(6830)	Radio Taskent	U.R.S.S.	15.
43,92	(6830)	Tek Aviv	Israele	2,5
43,67	(6870)	R. Diamang-Dundo	Angola	1.
42,89	(6995)	Radio Mediterraneo	Spagna	1.
42,80	(7010)	Karachi	Pachistan	50.
42,73	(7022)	Bangkok	Tailandia	?
42,64	(7035)	All India Radio-Delhi	India	100.
42,56	(7049)	R. Nacional Lisbona	Portogallo	100.
42,52	(7050)	Cairo	Egitto	100.
42,46	(7065)	All India Radio-Delhi	India	100.
42,43	(7070)	R. Diamang-Dundo	Angola	1.
42,34	(7085)	Dacca	Pachistan	7,5
42,27	(7096)	Karachi	Pachistan	50.

BANDA DEI 41 METRI (da 7100 kHz a 7300 kHz)

METRI	(kHz)	STAZIONE	NAZIONE	POTENZA kW
42,25	(7100)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		Jogiakarta	Indonesia	20.
		R. Nacional Madrid	Spagna	100.
42,22	(7105)	Allouis	Francia	100.
		Radio Europa Libera	Germania O.	100.
		Lobito	Angola	1.
42,19	(7110)	Karachi	Pachistan	50.
		V.O.V. - Colombo	Ceylon	35.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Kampala	Uganda	10.
42,16	(7115)	V.O.A. - Tangeri	Tangeri	100.
42,13	(7120)	All India Radio-Delhi	India	100.
		Allouis	Francia	100.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Singapore	Malesia	100.
42,11	(7125)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		Varsavia	Polonia	100.
		V.O.A.-S.S Courier	Grecia	35.
42,10	(7126)	R. Africa-Tangeri	Tangeri	5.
42,07	(7130)	R. Nacional Lisbona	Portogallo	100.
		R. Liberation, M. di B.	Germania O.	10.
		Taipeh	Formosa	20.
42,05	(7135)	Londra	Gran Bretagna	100.
		Tananarive	Madagascar	1.
42,02	(7140)	Monte Carlo	Pr. Monaco	25.
		Bangkok	Tailandia	1.
		R. E. Libera-Biblis	Germania O.	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Ankara	Turchia	100.
		Dacca	Pachistan	7,5
42,01	(7142)	Atene	Grecia	7,5
41,99	(7145)	Damasco	Siria	7,5
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania O.	100.
		Varsavia	Polonia	100.
		Vientiane	Laos	1.
		V.O.A. - Tangeri	Tangeri	100.
41,96	(7150)	Londra	Gran Bretagna	100.
		Deutschlandsender	Germania Or.	5.
		Dacca	Pachistan	7,5
		Erivan	U.R.S.S.	5.
		Colombo	Ceylon	35.
41,93	(7155)	All India Radio-Delhi	India	100.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania O.	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
41,90	(7160)	Allouis	Francia	100.
		V. d'America-M. di B.	Germania O.	100.
		Santa Isabella	Guinea Sp.	5.
		V. d'America-Okinawa	Riou-Kiou	35.
41,87	(7165)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania O.	100.
41,84	(7170)	All India Radio-Delhi	India	100.
		DeutscheWelle-Colon.	Germania O.	20.
		R. Liberazione-Monaco	Germania O.	10.
41,81	(7175)	R. Eu. Libera-Biblis	Germania O.	100.
		Varsavia	Polonia	100.
		Palermo	Italia	?
		Kaduna	Nigeria	7,5
		R. Internaz.-Tangeri	Tangeri	2,5
41,78	(7810)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		Tokio	Giappine	100.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania O.	100.
		V. d America-Salon.	Grecia	35.
41,75	(7185)	Londra	Gran Bretagna	100.
		Lagos	Nigeria	20.
41,72	(7190)	Radio Omroep-Biak	Nuova Guinea	0,5
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Colombo	Ceylon	35.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania O.	100.
41.67	(7200)	Karachi	Pakistan	50.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Stalinabad	U.R.S.S.	?
		V. d America-Tangeri	Tangeri	100.
		Singapore	Malesia	5.
		Belgrado	Iugoslavia	100.
41,65	(7203)	R. C. Selva Porto	Angola	1.
41,64	(7205)	Deutsche Welle-Col.	Germania O.	20.
		Hue	Viet Nam	1.
41,61	(7210)	All India Radio-Delhi	India	100.
		All India R.-Calcutta	India	10.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Lopik	Olanda	100.
		Mosca	U.R.S.S.	40.
		Horby	Svezia	100.
		Tromsö	Norvegia	10.
		Schwarzenbourg	Svizzera	100.
41,59	(7214)	V. d'America-Tangeri	Tangeri	100.
41,58	(7214)	R. Lao-Vientiane	Laos	1.
41,55	(7220)	Londra	Gran Bratagna	100.
		Bengasi	Libia	7,5
		Schepparton	Australia	100.
		Schepparton	Australia	50.
		Lyndhurst	Australia	10.
		Wellington	Nuova Zelanda	7,5
		Djakarta	Indonesia	100.
		Budapest	Ungheria	100.
		Allouis	Francia	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Lusaka	Rodesia N.	15.
		La V. Democrazia - San Salvador	El Salvador	1,5
41,52	(7225)	All India Radio-Delhi	India	100.
		R. Liberaz. - M. di B.	Germania Occ.	10.
		Dacca	Pakistan	7,5
		Karachi	Pakistan	50.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	100.
41,49	(7230)	All India Radio-Delhi	India	100.
		Johannesburg	Un. sud-africana	?
		R. Cl. de Mocamedes	Angola	1.
		R. Francese-Saigon	Indocina	25.
		Londra	Gran Bretagna	190.
41,47	(7235)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		V. d'America-Tangeri	Tangeri	100.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
		V. d'America-M. di B.	Germania Occ.	10.

Metri	(kHz)	Stazione	Nazione	Potenza kW
41,44	(7240)	All India Radio-Delhi	India	100.
		Shepparton	Australia	100.
		Lyndhurst	Australia	10.
		Tromsö	Norvegia	10.
		Medan	Indonesia	1.
		Ankara	Turchia	20.
		Allouis	Francia	100.
		All India R.-Bombay	India	100.
41,42	(7242)	Tokio	Giappone	100.
41,41	(7245)	Vienna	Austria	4.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		R. Liberation-M. di B.	Germania Occ.	10.
41,38	(7250)	All India Radio-Delhi	India	100.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Vaticano	Vaticano	100.
		Surakarta	Indonesia	1.
		R. Cl. Lourenzo Marq.	Mozambico	7,5
		V. d'America-M. di B.	Germania Occ.	100.
41,36	(7255)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		Varsavia	Polonia	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Città del Capo	Un. sud-africana	?
		R. Liberation-M. di B.	Germania Occ.	10.
		Praga	Cecoslovacchia	30.
		Sofia	Bulgaria	100.
41,34	(7257)	Tokio	Giappone	5.
41,32	(7260)	Copenaghen	Danimarca	50.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Singapore	Malesia	100.
		R. Nacional-Lisbona	Portogallo	100.
		All India R.-Madras	India	10.
		All India Radio-Delhi	India	100.
41,31	(7263)	Karachi	Pakistan	50.
41,29	(7265)	Bad Durrheim	Germania Occ.	1,5
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Dalat	Sud-Vietnam	1.
		R. Nacional-Lisbona	Portogallo	100.
		V. d'America-Salonn.	Grecia	100.
41,27	(7270)	Djakarta	Indonesia	7,5
		Motala	Svezia	12.
		Karachi	Pakistan	50.
		Lahore	Pakistan	1.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Città del Vaticano	Vaticano	100.
41,24	(7275)	Johannesbourg	Un. Sud-Africana	?
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Roma	Italia	100.
		R. Liberation-M. di B.	Germania O.	10.
41,21	(7280)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		Allouis	Francia	100.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Vaticano	Vaticano	100.
41,20	(7282)	Shepparton	Australia	100.
		Shepparton	Australia	50.
		Lyndhurst	Australia	10.
41,18	(7284)	Lahore	Pakistan	1.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Ankara	Turchia	100.
		Tokio	Giappone	5.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
41,15	(7290)	Saigon	Vietnam S.	12.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Wellington	Nuova Zelanda	7,5
		Deutsche Welle-Col.	Germania Occ.	20.
		Roma	Italia	100.
41,12	(7295)	Johannesburg	Un. Sud-Africana	?
		V. d'America-M. di B.	Germania Occ.	100.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
41,10	(7300)	R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
		Roma	Italia	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		V. de Giustizia-Taipeh	Taiwan	3,5
		Atene	Grecia	7,5

INTERBANDA DA 7310 kHz a 9495 kHz

Metri	(kHz)	Stazione	Nazione	Potenza kW
41,04	(7310)	Mosca	U.R.S.S.	100.
40,98	(7320)	Edmonton	Canadà	5.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
40,96	(7325)	Londra	Gran Bretagna	100.
40,93	(7330)	Mosca	U.R.S.S.	15.
40,90	(7335)	Osservatorio-Ottawa	Canadà	3.
40,87	(7340)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		Leningrado	U.R.S.S.	?
40,76	(7360)	Mosca	U.R.S.S.	100.
40,54	(7400)	Mosca	U.R.S.S.	100.
40,47	(7414)	Handi	Vietnam N.	?
40,43	(7420)	Mosca	U.R.S.S.	100.
40,33	(7440)	Stalinabad	U.R.S.S.	?
40,00	(7500)	Pechino	Cina	?
39,75	(7547)	Bridgetown	Barbados	5.
39,29	(7623)	Dacca	Pakistan	?
39,11	(7670)	Sofia	Bulgaria	5.
38,51	(7790)	Mosca	U.R.S.S.	100.
38,20	(7850)	Tirana	Albania	3.
37,81	(7935)	Seoul	Corea del Sud	1.
37,78	(7940)	Alicante	Spagna	1,2
37,34	(8036)	Beyrouth	Libano	2.
37,00	(8110)	Teheran	Iran	7.
36,10	(8300)	R. Diamang-Dundo	Angola	1.
34,76	(8630)	Cuban Transatlantic R. Corporat.-Havana	Cuba	1.
34,70	(8644)	Mosca	U.R.S.S.	100.
34,25	(8760)	Mosca	U.R.S.S.	100.
34,01	(8820)	Kabarovsk	U.R.S.S.	20.
33,65	(8915)	Mosca	U.R.S.S.	100.
33,30	(9008)	Gerusalemme	Israele	50.
33,24	(9025)	Pechino	Cina	?
33,18	(9040)	Pechino	Cina	?
33,15	(9050)	Emis. Official-Luanda	Angola	1.
32,80	(9144)	Bruxelles	Belgio	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
32,58	(9120)	R. Leopoldville	Congo Belga	50.
32,50	(9230)	Mosca	U.R.S.S.	100.
32,48	(9235)	Voce di Cuba-Havana	Cuba	1.
32,43	(9250)	Alma Ata	U.R.S.S.	15.
		Radio Vanguardia	San Salvador	1.
32,42	(9254)	Bucarest	Romania	4.
32,35	(9270)	Yaounde	Cameron	1.
36,36	(9271)	Kiev	U.R.S.S.	40.
32,22	(9310)	Gorno Altaysk	U.R.S.S.	1.
32,19	(9320)	R. Splendid-BuenosA.	Argentina	10.
32,08	(9350)	Alma Ata	U.R.S.S.	15.
32,05	(9362)	R. Progresso-Havana	Cuba	1.
32,04	(9363)	Madrid	Spagna	40.
32,01	(9378)	Kabarovsk	U.R.S.S.	20.
31,99	(9389)	Radio Leopoldville	Congo Belga	50.
		Alma Ata	U.R.S.S.	15.
31,95	(9390)	Mosca	U.R.S.S.	100.
31,91	(9400)	Omdurman	Sudan	6.
31,90	(9410)	Londra	Gran Bretagna	100.
31,85	(9420)	Caltanisetta	Italia	5.
		Roma	Italia	100.
31,81	(9430)	Mosca	U.R.S.S.	100.
31,74	(9451)	Alma Ata	U.R.S.S.	15.
31,71	(9465)	Ankara	Turchia	20.
31,66	(9475)	Cairo	Egitto	100.
31,65	(9480)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		Vladivostok	U.R.S.S.	5.
31,63	(9484)	Karachi	Pachistan	50.
	(9485)	R.Com.Port-au-Prince	Haiti	7,5
31,61	(9490)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		Radio Internazional	Tangeri	10.
31,60	(9495)	Karachi	Pakistan	50.

BANDA 31 METRI (Da 9500 a 9772 kHz)

Metri	(kHz)	Stazione	Nazione	Potenza kW
31,58	(9500)	Shepparton	Australia	100.
		Lyndhurst	Australia	10.
		Emis. Estado-Sucre	Bolivia	1.
		V. d'America Latina	Messico	10.
		Manila	Filippine	1.
		Voce dell'America	Tangeri	100.
31,57	(9502)	R. Club di Benguela	Angola	1.
		Praga	Cecoslovacchia	50.
31,56	(9505)	R. Record-San Paolo	Brasile	7,5
		Nazaki	Giappone	10.
		Salisbury	Rodesia S.	3.
		Belgrado	Jugoslavia	100.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
31,55	(9510)	Londra	Gran Bretagna	100.
		Barquisimeto	Venezuela	5.
		Shepparton	Australia	50.
		Lyndhurst	Australia	10.
		Pechino	Cina	?
31,53	(9515)	Tananarive	Madagascar	1.
		Ankara	Turchia	100.
		Dixon	U.S.A.	200.
		Delano	U.S.A.	200.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Caltanissetta	Italia	?
		Ginevra	Svizzera	25.
31,52	(9518)	Karachi	Pakistan	50.
31,51	(9520)	Montreal	Canadà	7,5
		Colombo	Ceylon	100.
		Emis. Nuevo Mundo - Bogotà	Columbia	10.
		Herstedvester	Danimarca	50.
		Wellington	Nuova Zelanda	7,5
		V. d'America-Mason	U.S.A.	200.
		Shepparton	Australia	100.
		Lyndhurst	Australia	100.
		Allouis	Francia	100.
		V.d'America-Salonicco	Grecia	35.

Metri	(kHz)	Stazione	Nazione	Potenza kW
31,50	(9523)	Johannesbourg	Un. sud-africana	5.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
31,49	(9526)	Godthaab	Groenlandia	1.
31,48	(9530)	All India R.-Calcutta	India	10.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Delano	U.S.A.	200.
		Shenectady	U.S.A.	100.
		Boundbrook	U.S.A.	50.
		Boston	U.S.A.	80.
		Voce dell'America - S.S. Courrier	Grecia	35.
31,46	(9535)	Per. del Aire-Havana	Cuba	5.
		V. d'America-Luzon	Filippine	35.
		Hörby	Svezia	100.
		Schwarzenbourg	Svizzera	100.
		R. Messicana Centro	Messico	5.
31,45	(9540)	Shepparton	Australia	100.
		Lyndhurst	Australia	10.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Varsavia	Polonia	100.
		Allouis	Francia	100.
		V. d'America-M. di B.	Germania Occ.	100.
		Wellington	Nuova Zelanda	7,5
		Tromso	Norvegia	10.
31,44	(9543)	Rangoon	Birmania	7,5
31,43	(9545)	Mason	U.S.A.	200.
		Karachi	Pakistan	50.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		R. Emis. Paranaense - Curitiba	Brasile	7,5
		Petropavlovsk	U.R.S.S.	50.
		V. d'America M. di B.	Germania Occ.	100.
31,41	(9550)	Praga	Cecoslovacchia	30.
		Allouis	Francia	100.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		All India R.-Bombay	India	10.
		Indonesia	Indonesia	3.
		Vaticano	Vaticano	100.
		General Electric Co - San Francisco	U.S.A.	100.
		Tromso	Norvegia	10.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
31,40	(9555)	Pöri	Finlandia	15.
		Varsavia	Polonia	100.
		Damasco	Siria	20.
		Pechino	Cina	?
31,38	(9560)	Schepparton	Australia	100.
		Allouis	Francia	100.
		Singapore	Malesia	100.
		Yamata	Giappone	10.
31,37	(9562)	Radio Nacional-Lima	Perù	10.
31,36	(9565)	Giornale Radio del Commercio Recife	Brasile	16.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		R. Liberation-M. di B.	Germania Occ.	10.
		Komsomolsk	U.R.S.S.	50.
31,35	(9570)	Londra	Gran Bretagna	100.
		Bucarest	Romania	100.
		Delano	U.S.A.	200.
		Colombo	Ceylon	100.
31,34	(9575)	Roma	Italia	100.
31,32	(9580)	Shepparton	Australia	100.
		Lyndhurst	Australia	10.
		Londra	Gran Bretagba	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
31,30	(9585)	Praga	Cecoslovacchia	30.
		Montreal	Canadà	50.
		R. Liberation-M. di B.	Germania Occ.	10.
		R. Excelsior-S. Paolo	Brasile	40.
		Boston	U.S.A.	80.
31,28	(9590)	Huizen	Olanda	40.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Dixon	U.S.A.	200.
31,27	(9593)	Kiev	U.R.S.S.	40.
		R. Cultura-Bahia	Brasile	20.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
		R. Liberation-M. di B.	Germania Occ.	10.
31,25	(9600)	Londra	Gran Bretagna	100.
		Johannesbourg	Un. Sud-Africana	?
		Delano	U.S.A.	200.
		Leningrado	U.R.S.S.	?
		Ashkanbad	U.R.S.S.	16.
31,24	(9605)	Madrid	Spagna	40.
31,23	(9607)	Atene	Grecia	7,5
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
31,22	(9610)	Perth	Australia	10.
		R. Tamojo-Rio Janeir	Brasile	25.
		Montreal	Canadà	50.
		Montreal	Canadà	7,5
		Emisoria de Goa-Goa	India Port.	7,5
		Frederikstad	Norvegia	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
31,20	(9614)	Karachi	Pakistan	50.
		Dacca	Pakistan	7,5
	(9615)	Shepparton	Australia	100.
		Lyndhurst	Australia	10.
		Varsavia	Polonia	100.
		Shenectady	U.S.A.	100.
		Bound-Brook	U.S.A.	50.
31,19	(9260)	Addis Abeba	Etiopia	2,5
		Allouis	Francia	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Saigon	Vietnam Sud	12.
		Wellington	Nuova Zelanda	7,5
		Horby	Svezia	100.
		R. Elett.-Montevideo	Uruguay	20.
		Radio Aparecida	Brasile	7,5
		V. d America-M. di B.	Germania Occ.	100.
		Voce dell'America	Tangeri	100.
31,17	(9625)	Mosca	U.R.S.S.	100.
		Singapore	Malesia	100.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Messico	Messico	10.
		Brazzaville	A.E.F.	50.
31,15	(9630)	Colonia	Germania Occ.	20.
		Montreal	Canadà	50.
		Mined. Ext. National Cultural - Bogota	Columbia	10.
		Montreal	Canadà	7,5
		Karachi	Pakistan	50.
		Roma	Italia	100.
31,14	(9635)	V. d'America-Okinaqa	Isole Riou-Kiou	35.
		R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	5.
		Voce dell'America	Tangeri	100.
31,12	(9640)	R. Nazionale-Caracas	Venezuela	5.
		Min. Educ. - Havana	Cuba	5.
		Deuts. Welle-Colonia	Germania Occ.	20.
		Allouis	Francia	100.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
31,10	(9645)	Radio Cultura - Pocos de Caldas	Brasile	7,5
		Fredrikstad	Norvegia	100.
		R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	100.
		Karachi	Pakistan	50.
		Vaticano	Vaticano	100.
31,09	(9650)	Shepparton	Australia	100.
		Brentwood	U.S.A.	50.
		Sharq Al Adna	Cipro	20.
		V. America-Honolulu	Hawai	100.
		R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	100.
		Dixon	U.S.A.	200.
		Djeddah	Arabia Saudita	3.
31,07	(9655)	Leopoldville	Congo Belga	50.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
		Tokio	Giappone	5.
		Voce Evangelica - Cap. Haitien	Haiti	3.
31,06	(9660)	Radio el Mundo - Buenos Aires	Argentina	7,5
		Brisbane	Australia	10.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Vaticano	Vaticano	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Petropavlovsk	U.R.S.S.	50.
31,04	(9665)	Vienna	Austria	4.
		Schwarzenbourg	Svizzera	100.
		Soc. Rio de Janeiro	Brasile	20.
		R. Liberation-M. di B.	Germania Occ.	10.
31,03	(9667)	Voce Evangelica - Cap. Haitien	Haiti	3.
	(9668)	Radio Culturale	Guatemala	5.
	(9669)	Khabarovsk	U.R.S.S.	20.
31,02	(9670)	Circ. CMQ - Havana	Cuba	5.
		V. d America-Manila	Filippine	50.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Voce dell'America	Tangeri	100.
		R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	100.
		Delano	U.S.A.	200.
		Kiev	U.R.S.S.	40.
		Praga	Cecoslovacchia	30.
		V. d'America-M. di B.	Germania Occ.	100.
		Roma	Italia	100.
31,01	(9675)	Radio Gaucha - Rio Grande del Sole	Brasile	7,5
		Allouis	Francia	100.
		Tokio	Giappone	100.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Boston	U.S.A.	80.

(il testo segue a pag. 527)

Generatore Elettrico di Stimoli per Elettrofisiologia

Circuiti propri dalla tecnica elettronica sono entrati, in questi ultimi tempi, al servizio della elettrofisiologia. Tra gli apparati che ne fanno impiego sono i generatori di stimoli, destinati allo studio del comportamento di tessuti animali, particolarmente quelli del sistema nervoso e muscolare.

Giancarlo Francesco Zamagni

È NOTO ormai che l'elettronica ed i suoi circuiti sono entrati da qualche tempo al servizio delle ricerche di elettrofisiologia. Tra le varie apparecchiature utilizzate per queste ricerche vengono impiegati strumenti elettronici, detti « stimolatori », per studiare il comportamento di tessuti animali, segnatamente quelli del sistema nervoso e muscolare, sottoposti a stimoli elettrici.

Sino a non molti anni or sono, per lo studio delle reazioni di questi tessuti

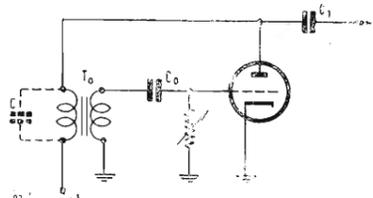



Fig. 1 - Circuito auto interruttore.

alle scariche elettriche, venivano impiegate le cosidette « correnti indotte » (es. rocchetto di Ruhmkorff) o comunque stimoli elettrici prodotti dallo stesso ricercatore per mezzo della rapida interruzione manuale di circuiti generatori di corrente. È chiaro come questo sistema sia diventato ben presto insufficente per le esigenze delle moderne ricerche che hanno subito ultimamente notevoli progressi.

Proprio in questi ultimi tempi i vecchi sistemi sono stati soppiantati dall'applicazione a questa branca della scienza medica di apparecchiature facenti uso di circuiti elettronici.

È scopo appunto di queste note presentare un semplicissimo apparecchio elettronico destinato alla produzione di impulsi elettrici con frequenza variabile e di forma d'onda definita, per usi elettrofisiologici.

Si tratta in sostanza come sopra accennato, di realizzare un circuito generatore di impulsi che permetta di variare entro un certo limite la loro frequenza e la loro ampiezza.

La scelta per la realizzazione di detto apparecchio è caduta sui circuiti « autointerruttori », destinati appunto alla emissione controllata di impulsi elettrici. Come funzionano detti circuiti è presto chiarito.

Si cominci con l'osservare lo schema di fig. 1. Come è possibile vedere in primo luogo si tratta di un circuito pressochè identico a quello di un oscillatore bloccato usato nella normale tecnica televisiva.

La placca è accoppiata alla griglia del tubo oscillatore tramite il trasformatore T_0 (nel nostro caso trattasi come si vedrà di un trasformatore intervalvolare di B.F.) e la capacità C_0. Il circuito di griglia si chiude a massa tramite R, scelta variabile allo scopo di poter agire a piacere sulla frequenza degli impulsi.

Le condizioni per l'oscillatore di questo circuito sono un'alta impedenza in placca e un coefficente mutuo negativo tra primario e secondario del trasformatore T_0.

La prima condizione la si realizza

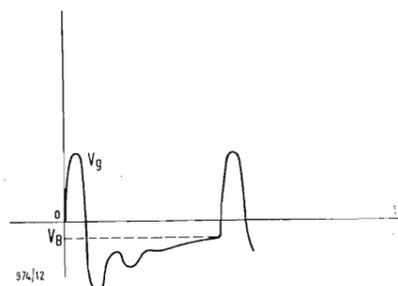



Fig. 2 - Forma d'onda di un circuito auto interruttore.

limitandosi ad utilizzare come sola capacità in parallelo quella parassita C dell'avvolgimento primario di T_0, mentre la seconda viene soddisfatta operando un accoppiamento molto stretto tra primario e secondario dello stesso trasformatore.

Poste queste condizioni il meccanismo di autointerruzione avviene come segue.

Nel primo quarto di periodo la tensione anodica decresce rapidamente mentre la griglia acquista un potenziale positivo.

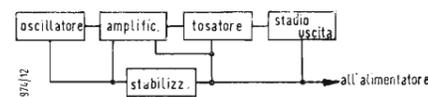



Fig. 3 - Schema a blocchi di uno stimolatore.

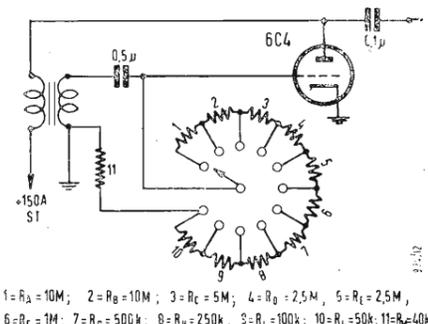



Fig. 4 - Stadio generatore.

Ora se la costante di tempo determinata dal gruppo R, C_0 è, rispetto al periodo T, abbastanza elevata, la corrente che si ha nel circuito di griglia ha lo scopo di caricare C_0 circolando in senso tale da rendere negativa l'armatura collegata alla griglia stessa A questo punto si ha sin dalla fine del primo mezzo periodo e per la successiva metà di T un potenziale di griglia sufficentemente negativo da bloccare il tubo.

Il condensatore C_0 si scarica quindi attraverso la R, e quando la tensione di griglia V_g raggiunge la tensione V_B di blocco l'oscillazione riprende, ed il ciclo sopra descritto si ripete.

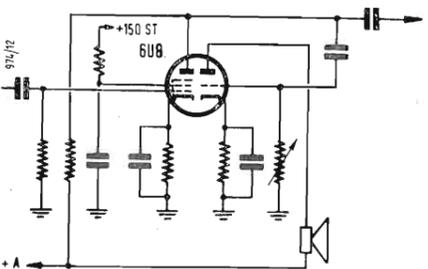



Fig. 5 - Stadio amplificatore.

La fig. 2 mostra la curva che rappresenta la variazione della tensione di griglia V_g che si può ottenere sommando una sinusoide smorzata con una curva esponenziale avente per asintoto l'asse dei tempi.

Visto così brevemente il funzionamento dell'oscillatore autointerruttore passiamo all'esame dei dati imposti in sede di progetto dalle necessità di impiego dello strumento ed alla descrizione dell'apparecchio stesso.

Innanzi tutto per ragioni di fisiologia, che non è questa la sede di approfondire, era necessario poter variare in un campo relativamente vasto la frequenza degli impulsi e di poter disporre di una forma d'onda pressochè rettangolare. (La forma d'onda non era richiesta rettangolare nel vero senso della parola; era sufficente poter eliminare le « punte » o « guizzi » dell'onda stessa).

Si giudicò soddisfacente una frequenza minima di 3 impulsi al secondo ed una massima non inferiore a 100 impulsi al secondo.

La tensione di uscita doveva poi poter essere regolata con continuità allo scopo di permettere allo sperimentatore di dosare a secondo delle necessità l'ampiezza dello stimolo.

Poste dunque queste caratteristiche la realizzazione pratica venne concepita secondo lo schema visibile in fig. 3.

Lo stadio oscillatore (generatore del segnale impulsivo) è stato realizzato con l'impiego del triodo miniatura 6C4.

Come trasformatore di accoppiamento tra la placca e la griglia del tubo oscillatore è stato scelto, grazie al valore delle induttanze primarie e secondarie, il trasformatore di bassa frequenza con rapporto 1:3 della Soc. Geloso (serie intervalvolari).

La scelta di questo trasformatore ha permesso di realizzare l'escursione di frequenza richiesta ricorrendo soltanto alla variazione della resistenza di fuga della griglia della 6C4; variazione che viene ottenuta per mezzo di un commutatore ad una via ed undici posizioni.

La tensione di alimentazione di questo stadio viene prelevata da un tubo stabilizzatore a scarica nel gas: ed è di 150 V. Inoltre la tensione del filamento è mantenuta costante da una lampada ferro-idrogeno.

La fig. 4 mostra lo schema di questa prima parte dello strumento completo dei valori trovati idonei in sede sperimentale.

Osservazioni particolari sulla realizzazione non ce ne sono, salvo la solita raccomandazione di praticare un montaggio meccanicamente stabile e compatto.

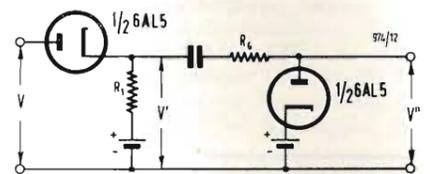



Fig. 6 - Circuito tosatore.

Il segnale generato secondo il meccanismo di autointerruzione sopra descritto, viene prelevato dalla placca della 6C4 ed inviato tramite la capacità C_0, alla griglia pilota dello stadio amplificatore. Questo stadio impiega il tubo multiplo 6U8 secondo lo schema di fig. 5.

La sezione pentodo di questa valvola viene impiegata quale amplificatrice del segnale generato dallo stadio precedente ed è impiegata in un circuito del tutto classico senza particolarità degne di rilievo.

L'altra sezione, il triodo, viene impiegata quale amplificatrice allo scopo di pilotare un auricolare di cuffia per la riproduzione sonora degli stimoli (impulsi) generati dalla 6C4. Questo circuito non interessa l'apparecchio vero e proprio, ma è stato montato dietro richiesta degli operatori del laboratorio di fisiologia i quali desideravano poter « sentire » gli stimoli applicati ai tessuti in esame. Anche qui pertanto nulla di notevole trattandosi di un circuito del tutto convenzionale.

Il segnale amplificato, presente sulla placca della sezione pentodo del tubo 6U8, viene trasferito al circuito tosatore che come mostra la fig. 6, impiega un doppio diodo 6AL5.

Per esaminare brevemente il funzionamento del circuito « tosatore » si osservi la fig. 7, che rappresenta la forma d'onda del segnale presente sulla placca della sezione pentodo del tubo 6U8. Tale forma d'onda non è rigorosamente riscontrata in tutti i montaggi del genere dipendendo notevolmente dalle costanti del circuito e da molti altri fattori; comunque con l'aiuto di un oscilloscopio, necessario per la messa a punto di questo apparecchio, non è difficile giungere ad avere sulla placca dello stadio amplificatore la forma d'onda rappresentata.

A questo punto era necessario, come si è già detto, rendere pressochè quadra la forma d'onda del segnale.

Per giungere a questo risultato i due diodi del tubo 6AL5 sono stati impiegati in due differenti circuiti limitatori posti in serie.

Il primo di questi circuiti è del tipo chiamato « limitatore di base », mentre il secondo è un comune « limitatore di picco ».

La fig. 8 rappresenta lo schema di questo stadio.

Come funzionano questi due circuiti è presto detto.

Il primo, il « limitatore di base », ha la proprietà di mantenere la tensione alla sua uscita V' uguale alla tensione di polarizzazione V_0, ottenuta mediante il partitore R_2, R_3, sino a quando la tensione di entrata V non superi detto valore. In termini grafici l'espressione precedente è rappresentata dalla fig. 9.

Visto così il « taglio » praticato dal limitatore di base passiamo ad esaminare

(il testo segue a pag 526)

Fig. 7 - Forma d'onda all'uscita dello stadio amplificatore.

Fig. 8 - Circuito limitatore.

Studio sulla TV a Circuito Chiuso
La Televisione Industriale a Colori

(decimo ed ultimo articolo di questa serie)

Gino Nicolao

Fig. 1 Schema a blocchi di impianto TV industriale cromatico completo.

1. - CENTRO DI COMANDO - MONITORE.

Nella figura 1 è illustrato lo schema a blocchi dell'impianto di TV a colori completo.

Il segnale video proveniente dalla camera, giunge attraverso il cavo di connessione coassiale al pilota, nel quale vengono effettuate le seguenti operazioni successive:

— Amplificazione del segnale video puro, proveniente dalla telecamera.

— Reinserzione delle alte frequenze le quali sono state attenuate dal circuito di collegamento tra il tubo da presa e il preamplificatore, dal cavo di connessione tra la telecamera ed il pilota, e dal circuito d'ingresso del pilota stessa.

— Sepaazirone elettrica dei tre segnali rappresentanti i tre colori fondamentali, nello stadio mescolatore del colore, in modo da poter controllare separatamente l'intensità di ognuno di essi.

— Riformazione del segnale video completo.

— Amplificazione e mescolazione dei segnali di sincronismo con il segnale video.

Alcune di queste operazioni possono mancare negli impianti semplici, in cui il monitore è comandato due da impulsi separati di sincronismo (orizzontale e verticale) e dal segnale video, che giungono indipendentemente su tre cavi separati. Non si può invece prescindere dalla separazione dei tre segnali cromatici e dalla loro successiva mescolazione, dato che il potere di assorbimento dei filtri è diverso da colore a colore, ed inoltre è necessario poter compensare la differenza di risposta del tubo da presa ai diversi colori in modo da provvedere ad una successiva loro equalizzazione.

Il circuito del mescolatore del colore e dei sistemi ad esso collegati, si compone di un amplificatore video convenzionale, a cinque stadi, avente una larghezza di banda di 10 MHz; il segnale all'uscita di questo amplificatore è inserito in un amplificatore a controllo di gamma (amplificatore selettivo) l'uscita del quale è inserita a tre stadi amplificatori identici. All'ingresso di ognuno di questi è inserito un controllo di guadagno che consente di dosare il relativo segnale, prima dell'ingresso nello stadio mescolatore. Il segnale di cancellazione composto è inserito separatamente su ciascuno di queste valvole.

Nel pilota si trovano inoltre i circuiti di deflessione per il tubo da presa, ed i comandi a distanza della telecamera, ovvero tensione del « target », corrente del tubo, fuoco elettrico e magnetico, centrature ed ampiezze orizzontali e verticali, sensibilità.

Assai spesso sul « pilota » o centro di controllo sono presenti anche due tubi a raggi catodici, su uno dei quali, il cui diametro è in genere di 3 o 5 cm, si possono controllare per mezzo di un opportuno commutatore gli impulsi di sincronismo, ed i segnali video dei tre colori, singolarmente e contemporaneamente, e sull'altro, in genere, da 10 a 22,5 cm, di diametro (4 a 9 pollici), si può controllare l'immagine in bianco nero o addirittura direttamente a colori.

Le uscite dei preamplificatori video fanno capo ad alcuni cavi coassiali, che collegano la telecamera all'unità di controllo ed al monitore. Tutti i controlli della telecamera sono effettuati a distanza, e sono raccolti su un pannello che viene affiancato al monitore I comandi sono molto più numerosi che quelli necessari al controllo di un apparecchiatura in bianco-nero, e prevedono il comando separato dei tre tubi da presa e dei relativi canali. Nel caso della telecamera con i tubi vidicon, essi sono i seguenti:

CANALE ROSSO
Tensione target
Corrente fascio (beam)
Fuoco elettrico
Ampiezza Orizzontale
Ampiezza Verticale
Centratura Orizzontale
Centratura Verticale
Guadagno Rosso

CANALE AZZURRO
Tensione target
Corrente fascio (beam)
Fuoco elettrico
Ampiezza Orizzontale
Ampiezza Verticale
Centratura Orizzontale
Centratura Verticale
Guadagno Azzurro

CANALE VERDE
Tensione target
Corrente fascio (beam)
Fuoco elettrico
Ampiezza Orizzontale
Ampiezza Verticale
Centratura Orizzontale
Centratura Verticale
Guadagno Verde

Di tutti questi comandi però, soltanto i primi tre devono essere manovrati con una certa frequenza, mentre tutti gli altri possono essere predisposti all'atto della messa in servizio, e devono essere ritoccati solo raramente.

Per poter ottenere la migliore messa a punto è in genere possibile riprodurre su un monitore tricromico o monocromo le tre diverse immagini provenienti dal tubo da presa per il rosso, per l'azzurro e per il verde rispettivamente. Questo consente di ottenere un'accurata focalizzazione elettrica, mentre la centratura delle immagini non è così delicata come potrebbe sembrare, perchè esse sono sovrapposte indipendentemente dalla loro rispettiva centratura. Il guadagno ed il comando del « target » sono poi corretti nel corso dell'aggiustaggio della ripresa in colore, per ottenere la migliore fedeltà di riproduzione a seconda delle diverse condizioni di luce.

2. - SINCRONISMO CROMATICO.

Il segnale di sincronismo cromatico viene invece separato dal segnale video composito nell'amplificatore video, ed è inviato al demodulatore del colore e successivamente alla matrice, in modo da ristabilire esattamente il sincronismo con l'analisi singola dei tubi da presa.

I segnali primari di deflessione per la telecamera, ed i segnali che comandano i tubi da presa, determinando l'analisi separata delle tre immagini cromatiche provengono generalmente da un pilota denominato « generatore di sincronismo-colore » (color sync generator), che viene abbinato ad un nomale generatore di deflessione per i tubi impiegati nella telecamera. Lo schema di principio di esso è visibile nella fig. 1. Il generatore impiega un oscillatore a cristallo funzionante sulla frequenza di 3579,545 kHz dal quale è derivata attraverso uno stadio separatore la frequenza di controllo del sincronismo del colore (subcarrier frequency). Seguono allo stadio separatore alcuni stadi demoltiplicatori, realizzati con i normali sistemi descritti nella sezione bianco-nero, che, partendo dal segnale di 3579,545 kHz portano la frequenza a 31,5 kHz, che pilota il generatore di deflessione orizzontale (o di sincronismo orizzontale) del pilota stesso. Da questa frequenza attraverso successive demoltiplicazioni può essere ottenuta la frequenza di deflessione (o sincronismo) verticale, di 60 Hz.

La coincidenza delle frequenze di deflessione orizzontale e verticale, che sono rispettivamente di 15,750 e 60 Hz, con le normali frequenze dello standard americano in bianco nero consentono di utilizzare la risposta a colori effettuata con questo sistema, anche con i normali monitori per bianco-nero, previsti per il funzionamento con segnali separati o con video composito.

I monitori standard per il colore impiegano in genere tubi da 15 pollici come massimo, però recentemente sono stati sviluppati dei cinescopi tricromici da 21 pollici che permettono di estendere il campo della TVI a colori agli impieghi didattici.

Anche i tubi a proiezione sono impiegati con lo scopo di produrre una immagine di maggiori dimensioni, tenendo presente che i cinescopi da 21 pollici sono a schermo circolare, e quindi non consentono di ottenere un'immagine che sfrutti pienamente il diametro del tubo. Alcuni difetti rendono però questi ultimi ricevitori non eccessivamente diffusi, anche se il loro costo non è superiore — assai spesso — a quello di apparecchi che

Fig. 2 - Schema elettrico di un monitore cromatico per segnali video separati (solo sezione video).

impiegano il tubo tricromico di grande diametro.

3. - IL MONITORE CROMATICO.

Il monitore dell'impianto di televisione a colori sistema RCA permette la visione diretta senza filtri interposti grazie ad uno speciale cinescopio tricronico il cui schermo a colori monitore per TV è di circa 27×32 cm. Il tubo tricolore differisce notevolmente dal cinescopio normale e presenta le seguenti parti:

Uno schermo formato da uno strato regolare di elementi singoli fluorescenti, disposti a triangolo in modo assolutamente preciso, che hanno la possibilità di determinare ripetutamente un segnale luminoso rosso, azzurro o verde quando siano colpiti dal fascetto elettronico. Lo schermo contiene 195.000 elementi di ogni singolo tipo di fosforo per un totale 585.000 particelle elementari.

Una piastra forata che ha lo stesso numero di aperture del numero di elementi sensibili dello schermo e cioè 195.000 fori, la dimensione dei quali è pressochè uguale a quella di una particella elementare. Ogni foro si trova esattamente allineato al centro di una triade di fosfori luminescenti colorati:

— tre cannoni elettronici paralleli che producono i tre fascetti esploratori, i quali, controllati in intensità dai segnali cromatici, possono raggiungere soltanto il rispettivo elemento fluorescente rosso, azzurro o verde.

— uno speciale giogo di deflessione per la scansione secondo lo standard adottato.

— una lente elettronica che provvede a mantenere centrati ed allineati prima della deflessione i fascetti elettronici provenienti dai tre catodi. I tre fascetti sono focalizzati elettronicamente e quando le operazioni di centratura e focalizzazione sono state — come abbiamo detto prima — l'illuminazione del solo elemento cromatico dello schermo a loro relativo. Il monitore a colori contiene oltre al tubo che abbiamo descritto e alla relativa alimentazione il circuito di deflessione i tre amplificatori videocromatici e circuiti di sincronismo e di separazione del colore. A questo punto dobbiamo dire che possono essere realizzati due diversi tipi di monitori. Il primo di essi è in grado di funzionare con i tre segnali cromatici separati provenienti dalla telecamera per mezzo di opportuni cavi, coassiali, mentre il secondo è praticamente uguale nella sezione cromatica, sincronismo e video ad un ricevitore televisivo a colori e richiede per il funzionamento un solo segnale video composito. Evidentemente mentre il primo monitore è il più semplice ed economico, il secondo richiede un impianto più complesso assai simile — per quanto di dimensione ridotta — a quello impiegato nelle stazioni trasmittenti di TV a colori.

Come abbiamo detto in precedenza, la semplificazione del sistema classico di TV a colori per TVI non ha avuto per ora molte applicazioni. Per le principali installazioni conosciute, realizzate con il sistema a sequenza di punti, viene utilizzato un fac simile di stazione televisiva, con la formazione del video composito secondo lo standard ufficiale.

Non ci staremo a dilungare sul sistema, nè sulla creazione di questo segnale, per non appesantire eccessivamente la trattazione, e preghiamo il cortese lettore che lo crede opportuno, di riferirsi alle pubblicazioni specializzate.

Riporteremo qui però la descrizione circuitale di un monitore TV a colori, ottenuto da una modificazione di un ricevitore RCA dotato di cinescopio da 15 pollici, pensando possa avere un notevole interesse in quanto non apparsa precedentemente su alcuna pubblicazione italiana o straniera a nostra conoscenza.

Un segnale video composito proveniente dai circuiti formatori che seguono la telecamera viene amplificato una prima volta da una valvola 6CB6 (V_1), in circuito classico. La banda passante di questo stadio è di 4,5 MHz, con un guadagno totale di circa 12 volte. Il segnale giunge quindi alla griglia di una valvola 6CL6 (V_2), secondo stadio video, che provvede ad una successiva amplificazione e provvede allo smistamento dei segnali alle varie utilizzazioni.

Dalla placca di questa valvola il segnale di polarizzazione positiva è inviato ai circuiti di sincronismo per la successiva limitazione e separazione. Analogamente uguale a 3,58 MHz. Un circuito sintonizzato su quarta frequenza provvede all'iniziale separazione del segnale destinato alla valvola amplificatrice di sottoportante (6AN8).

Il segnale video è estratto invece in polarizzazione negativa dal catodo della stessa V_{14}, ed inviato attraverso un

Fig. 3 - Circuito completo video cromatico composito.

potenziometro che funge da controllo del contrasto all'amplificatore video passa-banda. Questo amplificatore (costituito da una valvola 6AN8) amplifica una banda passante limitata, compresa tra 2,4 e 5 MHz. La griglia schermo di questo stadio è collegata circuitalmente ad un'avvolgimento speciale creato sul trasformatore p'uscita orizzontale, in modo che si determini sull'elettrodo una tensionenegativa durante il periodo di cancellazione orizzontale. Ciò fa in modo che la sottoportante — che notoriamente viene trasmessa durante il periodo del ritorno orizzontale — non sia più presente all'uscita dell'amplificatore passabanda.

L'uscita della 6AN8 fa capo ad un « controllo del colore » che serve per correggere l'entità di « informazione cromatica » che passa verso i demodulatori.

Il segnale video, ottenuto ai capi nella resistenza di placca della 6CL6 è inviato alla terza amplificatrice video tramite una linea di ritardo di 1 μS che ha la funzione di equalizzare i tempi di informazione nei tre segnali — di diversa larghezza di banda — distorsione cromatica. Il comando di contrasto che si trova alla fine di questa linea è coassiale con il comando che si trova sul catodo del secondo stadio amplificatore video. Il terzo stadio amplificatore porta il segnale video ad un livello sufficiente per la mescolazione con i segnali di sincronismo cromatico nella « matrice ».

I circuiti di sincronizzazione cromatica richiedono la presenza di due segnali alla frequenza di sottoportante diversi in fase di 90°, e provvedono alla sincronizzazione di un segnale a 3,58 MHz prodotto da un oscillatore locale a cristallo con il segnale di sottoportante proveniente dal video composito e dall'unità di controllo. Ciò si ottiene con un discriminatore di fase ed una valvola a reattanza montate in circuito simile a quelli usati per il C.A.F. orizzontale nei televisori.

Lo scopo invece del demodulatore è di separare le informazioni cromatiche *I* e *Q*. Ciò si ottiene sommando vettorialmente i due segnali a 3,58 MHz provenienti dallo stadio di sincronismo cromatico con i segnali cromatici stessi.

I demodulatori pilotano poi tre diversi canali, denominati nello schema *matrice cromatica* e amplificatori d'uscita video, realizzati con valvole 12BH7 che inviano i segnali alle griglie controllo del tubo tricromico.

Nel caso del monitore a segnali, la semplificazione sarebbe notevole, perchè al posto delle valvole necessarie per la demodulazione e sincronizzazione del colore, (11 valvole) sarebbero necessarie solo tre valvole, in funzione di amplificatrici video cromatiche, poste precedentemente ad ognuna delle 12BH7.

4. - DETTAGLIO E POTERE RISOLUTIVO DELL'IMMAGINE CROMATICA DA TV INDUSTRIALE.

L'impiego di solo tre colori per analizzare una scena e riprodurla fedelmente, non è recente e risale alle osservazioni di Maxwell del 1857. Facendo un'analogia fotografica, un'immagine ripresa su pellicola tipo « Kodachrome » è fatta su tre strati separati corrispondenti alla sommatoria dei colori relativi presenti sull'immagine fotografata.

Nel caso invece della ripresa televisiva e della successiva riproduzione con sistema sequenziale, i colori vengono riprodotti in bianco sullo stesso strato (lo schermo fluorescente) e separati successivamente dal filtro colorato, che scorre innazi al cinescopio.

Il potere risolutivo dipende quindi relativamente al colore dalla qualità del filtro impiegato, dalla posizione più o meno esatta del comando d'amplificazione dei tre colori separati, dall'esatta fase negli amplificatori cromatici, ed infine — limitatamente — dalla risposta cromatica del tubo da presa.

Relativamente al dettaglio vi è anche da tener presente lo standard adottato nella analisi televisiva, che nel caos del bianco nero è di 625 linee e 50 quadri (Europa) e 525 linee e 60 quadri (Stati Uniti). Con il sistema CBS, di 405 linee e 72 quadri, frequenza di campo 144 Hz, frequenza di quadro del colore 24, frequenza di campo del colore 48 Hz, frequenza di linea 29.160 Hz, sequenza dei colori in ordine, rosso, blu, verde, è evidente che il dettaglio è inferiore per la TVI a colori, a quello di un impianto in bianconero, ma se ci riferiamo all'ormai affermatosi sistema NTSC-RCA, il dettaglio ed il potere risolutivo dell'immagine cromatica sono assai vicini a quelli del sistema monocromatico.

*

Fig. 4 - Ripresa TVI chirurgica (foto dell'A.).

È morto a Berlino l'inventore del magnetofono

I giornali di Berlino-Ovest annunciano che si sono svolti a Berlino-Koepenick, nel settore sovietico dell'ex capitale del Reich, i funerali del dottor Curt Stille inventore del magnetofono. Stille che aveva 85 anni aveva depositato 450 brevetti ed era considerato come uno dei maggiori inventori tedeschi, sebbene fosse praticamente sconosciuto da gran parte del pubblico. (*u.p.*)

Un centralino telefonico del tutto elettronico

Un gruppo di giovani ingegneri britannici ha progettato e costruito quello che molto probabilmente è il primo centralino telefonico del tutto elettronico. Esso comporta 10 linee e sarà seguito da un modello da 25 linee ed eventualmente da modelli con un numero di linee ancor più alto.

Quest'attrezzatura, silenziosa, impermeabile e inattaccabile dalla polvere, formata da pezzi destinati a durare una cinquantina di anni, è lunga soltanto 51 cm, ha un'altezza di 47 cm e una profondità di 30 cm.

I pezzi sono più di 1.000, tra i quali 74 valvole di tipo rivoluzionario, eliminanti l'uso di interruttori o relè.

Il centralino è dotato di una « memoria » che conserva il numero richiesto sino al momento in cui è libero per la nuova conversazione. L'insieme consuma meno energia di un centralino normale; i danni sono facili a ripararsi. Il centralino essendo, come si è detto, silenzioso, può essere installato in qualsiasi locale. Non occupa molto spazio e, dal momento che non comporta ne' contatti meccanici ne' rischio di scintille, può essere impiegato con perfetta sicurezza nelle miniere e in luoghi ove esiste il pericolo di esplosioni.

I primi modelli della produzione in serie dovrebbero non esser più costosi degli equivalenti elettromeccanici.

(*u.b.*)

Stadi Finali a Push-Pull senza Trasformatore*

NEI NORMALI stadi finali le qualità elettriche di essi sono legate fondamentalmente al trasformatore di uscita, che fra l'altro incide anche sul costo dell'apparecchiatura. Dal trasformatore infatti dipendono la distorsione ed il rendimento, inoltre anche la qualità di controreazione applicabile è limitata dalle possibili rotazioni di fase introdotte dal medesimo.

Le difficoltà che nascono nell'affrontare il problema di eliminare il trasformatore sono le seguenti:

(1) Accoppiamento dei due stadi di uscita. L'analisi di un circuito convenzionale a « push-pull » (fig. 1*a*) mostra che l'equivalente di esso per l'alternata consiste di due generatori (fig. 1*b*) separati le cui uscite sono accoppiate magneticamente nel trasformatore. Parte della distorsione dovuta ad esso proviene dal non perfetto accoppiamento.

(2) Isolamento del circuito di uscita dalla tensione continua di alimentazione.

(3) Trasformazione dell'uscita simmetrica in una uscita asimmetrica.

(4) Assicurare l'adattamento richiesto dalla bobina mobile.

Fig. 1 - Circuito base *a*) e circuito equivalente *b*) di un push-pull convenzionale.

Fig. 2 - Circuito base di uno stadio push-pull senza trasformatore con il carico collegato al punto *M* (*a*), collegato a massa (*b*), circuito equivalente (*c*).

Se nella fig. 1*a* si scambiano la sorgente di alimentazione con i due carichi di uscita (avvolgimento dei primari) si ottiene uno stretto accoppiamento. In tal caso si ha una resistenza comune di carico, ma due tensioni di alimentazione. Per mantenere le caratteristiche di opposizione di fase del « push-pull » il tubo più basso deve essere invertito (fig. 2*a*). In tal modo i due tubi agiscono in modo anti-parallelo rispetto alla resistenza di carico R_L ed alla componente alternata. Come conseguenza di ciò la tensione fra i punti *A* e *B* è due volte quella applicata a ciascun anodo ed in particolare fra questi due stessi punti non vi è alternata.

Onde isolare i terminali di uscita dalla continua (2ª condizione) si impiega un condensatore; in questo caso l'uscita stessa può essere messa a massa collegando la resistenza di carico al terminale negativo: cioè a massa invece che al centro *M* (fig. 2*b*).

Nel caso di fig. 1*b* si ha che la resistenza fra le due placche è data da

$$R_{aa} = 2\,\frac{V_a}{I_a}$$

mentre nel caso di fig. 2*c* è:

$$R_L = \frac{V_a}{2I_a} = \frac{1}{4}\,R_{aa}$$

Questo semplice calcolo vale nel caso in cui i tubi lavorino in classe *A* ed approssimativamente per la classe *AB*.

Un ulteriore riduzione delle resistenza di adattamento si ottiene impiegando valvole a bassa resistenza in continua del tipo EL86, PL84 e UL84.

1. - PROBLEMI TIPICI CONCERNENTI IL CIRCUITO IN QUESTIONE.

1.1. - Pilotaggio delle griglie.

In tale tipo di circuito alle griglie dei tubi finali si devono applicare due segnali di egual ampiezza, ma di fase opposta. Una difficoltà sorge dal fatto che la tensione di controllo V_{g1} per il tubo *I* deve essere applicata fra griglia e catodo di esso ma il catodo a sua volta si trova a pieno potenziale alternato di uscita. Una possibile soluzione è quella di fig. 3 dove un triodo avente eguali resistenze in placca e sul catodo, è impiegato come invertitore di fase.

La resistenza di placca del triodo è collegata al catodo del tubo I. In tale circuito l'intiera tensione alternata di uscita è sovrapposta alla tensione continua applicata alla placca del triodo invertitore.

Se da una parte ciò introduce una certa controreazione, dall'altra le fluttuazioni della tensione anodica dell'invertitore introducono una certa distorsione.

Onde impedire che la tensione anodica allo stadio invertitore possa raggiungere livelli bassi si può realizzare il circuito di fig. 4 in cui la placca del triodo invertitore è portata tramite due resistente alla massima tensione di alimentazione e il desiderato collegamento fra l'estremo freddo della resistenza del triodo e il catodo del tubo I avviene mediante un condensatore di accoppiamento.

1.2. - Alimentazione delle griglie schermo.

Impiegando dei pentodi come valvole finali sorgono alcune difficoltà nell'alimentazione delle griglie schermo.

Fig. 3 - Circuito base preceduto da un invertitore di fase con due eguali resistenze R_1 e R_2.

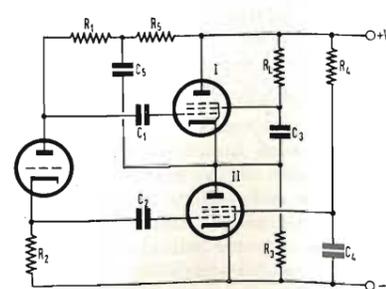



Fig. 4 - Versione migliorata della fig. 3.

(*) Single-ended Push-pull Output Stages, *Electronic Application Bulletin*, maggio 1957, col. 17, n. 3, pagg. 81 e segg.

In fig. 4 la griglia schermo del II tubo è semplicemente alimentata dalla massima tensione disponibile tramite una resistenza di caduta (R_4) ed un condensatore di « by pass » (C_4). La resistenza R_4 riduce la tensione di griglia schermo del tubo II a metà valore della tensione V_b. (Lo svantaggio di tale sistema è che la tensione di griglia schermo dipende dal pilotaggio del tubo stesso e quindi si introduce una leggera distorsione).

La tensione per la griglia schermo del tubo I è più difficile da ottenere poichè la caduta di tensione fra anodo e griglia schermo deve essere trascurabile e quindi se si usa una resistenza di piccolo valore si verrebbe a consumare in essa una parte considerevole della potenza di uscita. La soluzione più semplice è indicata nella fig. 4; cioè si alimenta detta griglia tramite la resistenza di carico stessa R_L.

È chiaro che la corrente continua che passa nella bobina mobile non deve menomare il funzionamento del l'altoparlante ed inoltre il fatto che su detta bobina sia presente la piena tensione di alimentazione introduce un problema di isolamento.

Fig. 7 - Massima potenza di uscita $P_{L\,max}$ e distorsione lineare *d* in funzione di R_L e con parametro P_L.

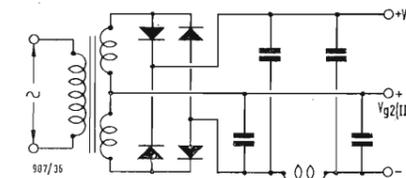



Fig. 5 - Alimentatore fornente una tensione separata $+ V_{g2} = \frac{1}{2} V_b$ per la griglia schermo del tubo *II*.

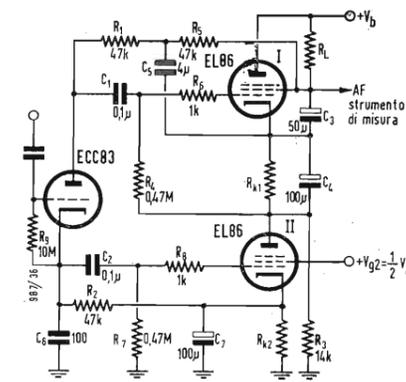



Fig. 6 - Circuito completo preceduto da un invertitore di fase.

A causa di tali difficoltà esamineremo sistemi più complicati.

La tensione di griglia schermo per il II tubo può, per es., essere mantenuta costante mediante un tubo stabilizzatore ad una resistenza VDR o pigliando tale tensione da un alimentatore separato. Tale soluzione è particolarmente semplice quando l'alimentatore è costituito da quattro raddrizzatori metallici collegati a ponte (vedi fig. 5). È possibile in questo modo prelevare una tensione dalla presa centrale dal secondario del trasformatore.

L'induttanza di filtraggio deve essere inserita nel conduttore negativo comune cosicchè essa filtra la corrente di griglia schermo del tubo II che non passa attraverso il conduttore positivo. La caduta di tensione sull'induttanza di filtro genera una certa asimmetria fra le due tensioni di alimentazione e quindi quando la si voglia evitare è conveniente allora dividere in due metà eguali l'induttanza stessa.

Onde ottenere identiche tensioni alla griglia schermo si richiede l'uso di un doppio condensatore elettrolitico, ma in tal modo si risparmia una rete *RC* di filtraggio.

Un'altra soluzione consiste nell'alimentare la griglia schermo del tubo I tramite una piccola bobina collegata fra l'anodo e la griglia schermo connettendo il carico allo stadio di uscita mediante un condensatore come è indicato in fig. 2*b*.

Le dimensioni di una tale bobina possono essere piccole perchè non deve trasferire potenza ed essendo pure piccola la corrente continua che vi passa il traferro sarà trascurabile. Un'induttanza di 5H è sufficiente con una resistenza di carico di 800 Ω.

Poichè i due tubi sobo connessi in serie per la continua la corrente anodica del II tubo deve superare quella del tubo I per la corrente di griglia schermo cosicchè i due tubi funzionano in modo diverso poichè le resistenze catodiche sono del medesimo valore. Onde soddisfare le condizioni di funzionamento del « push-pull » è necessario « by passare » il tubo II mediante una resistenza (R_3 di fig. 4) la quale compensa le influenze della corrente di griglia schermo del tubo *I* cosicchè le correnti catodiche ed i punti di lavoro dei due tubi possono essere identici. Questa resistenza in realtà è in parallelo alla resistenza di carico, ma essendo di valore elevato non consuma potenza.

1.3. - Tensione fra catodo e filamento.

In tale circuito il potenziale del catodo del I tubo differisce dal potenziale di massa di metà del valore di V_b sul quale è sovrapposta una tensione alternata il cui valore di picco può essere uguale ad $\frac{1}{2}\,V_b$.

Si dovranno quindi impiegare valvole speciali come le EL86, PL84 e UL84.

2. - CIRCUITI PRATICI.

2.1. - Circuito con invertitore di fase costituito da un triodo.

2.1.1. - *Descrizione del circuito.*

Lo schema di fig. 6 è molto simile a quello di fig. 4, ma rispetto ad esso presenta alcuni sostanziali perfezionamenti.

Il limite per le frequenze superiori

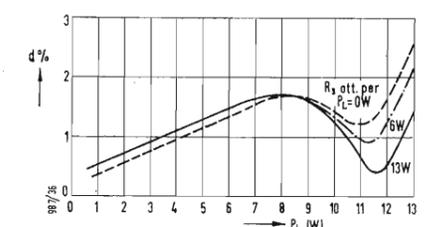



Fig. 8 - Distorsione lineare in funzione della potenza di uscita P_L con il valore ottimo di R_3 per differenti valori di P_L.

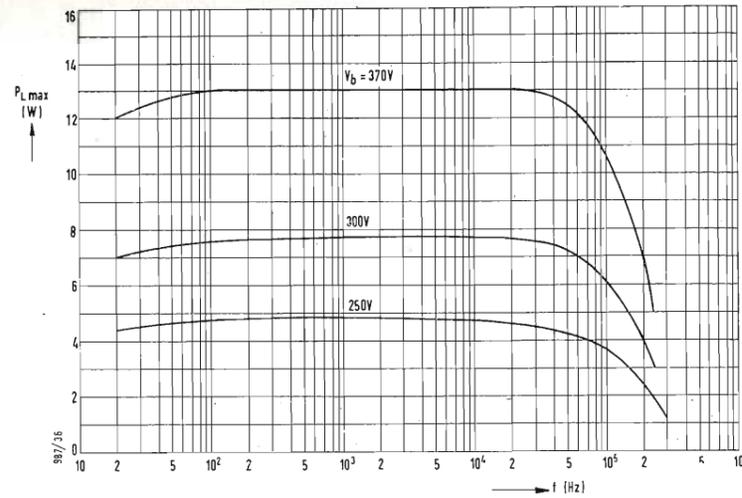



Fig. 9 - Valori statici della I_a, della I_{g2} e di V_i in funzione della potenza P_L e con parametro V_b. Resistenza di carico 800 Ω.

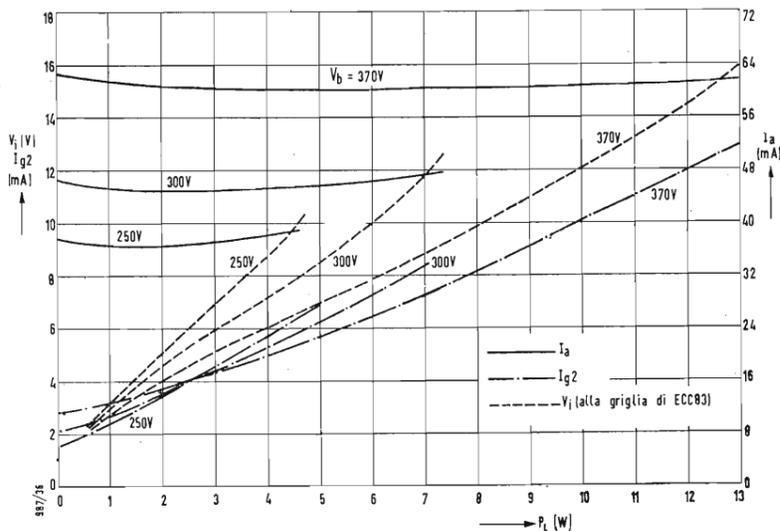
dipende sostanzialmente dalle capacità interessanti le resistenze R_1 e R_2 essendo le altre resistenze di valore basso. Si noti che la capacità distribuite fra l'anodo dell'invertitore di fase e massa sono apparentemente aumentate dal fattore $(1+g_{12})$ (essendo $g_{12} = V_L/V_{g1} = V_L/V_{g11}$ il guadagno dello stadio finale) poichè esse sono connesse in serie con la tensione alternata di uscita.

Tale fenomeno è simile all'effetto Miller in un amplificatore con il catodo a massa. Onde conservare la simmetria della tensione di pilotaggio alla alte frequenze è stato posto in parallelo alla R_2 un condensatore C_6.

Quando si richiedono alte prestazioni la compensazione di C_6 può non essere sufficiente alle frequenze veramente alte poichè il guadagno g_{12} dello stadio di uscita è allora interessato dallo spostamento di fase e quindi l'impedenza $z(1+g_{12})$ in parallelo a R_1 non è più puramente capacitativa. Per ottenere una più esatta compensazione C_6 dovrà essere sostituito da una rete più complessa.

Riducendo i valori delle resistenze R_1 e R_2 si aumenta il limite verso le frequenze alte, però esse non possono essere troppo piccole altrimenti si avrebbe una distorsione dell'invertitore di fase.

A meno che si impieghi una bobina per alimentare la griglia schermo del I tubo il limite verso le frequenze basse è determinato dai valori del condensatore di accoppiamento e di disaccoppiamento fra griglia schermo e catodo dello stadio finale.

L'influenza dei condensatori di disaccoppiamento dei catodi può essere ridotta collegando l'estremo freddo delle resistenze R_1 e R_2 direttamente ai catodi dei rispettivi tubi invece che hai terminali più bassi delle resistenze catodiche.

Uno svantaggio di questo circuito è che la caduta di tensione sul condensatore C_5 alle basse frequenze è sommata alla tensione di controllo che esiste ai capi di A_1, cosicchè la simmetria del circuito è alterata.

2.1.2. - *Prestazioni del circuito.*

Le misure sul circuito di fig. 6 sono state eseguite con tre differenti tensioni di alimentazione, e cioè:

(1) con $V_b = 250$ V
(2) con $V_b = 300$ V
(3) con $V_b = 370$ V

Poichè anche le resistenze catodiche R_{k1} e R_{k2} dipendono dalla tensione di alimentazione avremo i seguenti valori:

$$R_{k1} = R_{k2} = 260\ \Omega \text{ per } V_b = 250\ V$$
$$R_{k1} = R_{k2} = 250\ \Omega \text{ per } V_b = 300\ V$$
$$R_{k1} = R_{k2} = 240\ \Omega \text{ per } V_b = 370\ V$$

La prima serie di misure è stata eseguita onde determinare il miglior valore della resistenza di uscita; poichè in un circuito convenzionale a « push-pull » tale resistenza è $R_{aa} = 3500\ \Omega$ in questo caso dovremo avere $R_L \simeq \frac{3500}{4} \simeq 900\ \Omega$. La figura 7 mostra la massima potenza di uscita P_{Lmax} e la distorsione d in funzione della resistenza di carico R_L per una $V_b = 300$ volt. La misura della distorsione lineare d è stata fatta per vari valori della potenza di uscita P_L. Si nota da tali curve che la resistenza ottima di carico R_L per cui si ha la minor distorsione diminuisce al diminuire della potenza P_L. La massima potenza di uscita si ottiene per una $R_L = 800\ \Omega$, ma a tale potenza la minor distorsione è data per una $R_L = 1000\ \Omega$. Per le misure che seguono è stata scelta una $R_L = 800\ \Omega$.

La fig. 8 illustra la dipendenza della distorsione d in funzione della potenza di uscita e per vari valori di R_3. Queste curve dimostrano che il miglior risultato totale è ottenuto quando R_3 è regolata per la massima potenza di uscita.

La fig. 9 mostra delle curve statiche della corrente anodica I_a, della corrente di griglia schermo I_{g2} e della tensione all'ingresso della ECC83 V_i in funzione della potenza di uscita e per vari valori della tensione V_b.

La fig. 10 lega la potenza di uscita alla frequenza per una corrente di griglia controllo del tubo II pari a 0,3 μA e per i tre valori della tensione V_b. Si noti il fatto importante che la potenza indicata è quella disponibile sull'altoparlante, mentre nel caso di un « push-pull » convenzionale a tale potenza si dovrebbe sottrarre quella persa nel trasformatore. La piena potenza di uscita si mantiene costante entro un campo di frequenza molto ampio (70-30.000 Hz) a differenza dei soliti amplificatori. Questo campo di frequenze non deve essere confuso con quello della curva di risposta la quale è ricavata per una piccola potenza di uscita ed un segnale costante all'ingresso.

Fig. 10 - Massima potenza di uscita P_L in funzione della frequenza con parametro V_b.

Il rendimento dello stadio finale alla frequenza di 1000 Hz è del 38,7 %, 41,8 % e 43,9 % per le tre rispettive tensioni $V_b = 250$ V, 300 V e 370 V. Questi rendimenti sono leggermente più bassi del convenzionale « push-pull ».

La fig. 11 mostra la curva di risposta, cioè il rapporto fra la tensione all'uscita e la medesima per la frequenza di 1 kHz in funzione della frequenza per una tensione all'ingresso costante.

La distorsione aumenta leggermente per frequenze che superano i 50 kHz e ciò è dovuto alla disimmetria delle tensioni di pilotaggio.

In fig. 12 sono riportate la distorsione armonica e quella di intermodulazione in funzione della potenza P_L e per vari valori della tensione V_b. Da esse si può dire che in questo circuito le distorsioni sono minori che nel solito caso del circuito « push-pull ».

Fig. 12 - Distorsione armonica d e di intermodulazione d_{im} in funzione di P_L e con parametro V_b.

Fig. 11 - Curva di risposta dell'amplificatore di fig. 6 per un ingresso costante e per 1 W di potenza P_L.

2.2. - Circuito senza invertitore di fase.

Rispetto al precedente circuito questo nuovo sistema introduce delle semplificazioni e cioè: assenza dell'invertitore di fase, modifica dell'alimentazione di griglia schermo e della placca, per ciò esamineremo separatamente tali argomenti.

2.2.1. - *Pilotaggio della griglia controllo*

La fig. 13 mostra il circuito base dove il tubo II è controllato direttamente in griglia, mentre il tubo I è controllato in antifase dalla caduta di tensione che avviene sulla resistenza inserita nel circuito anodico del tubo II.

In fig. 14 è rappresentato invece il classico circuito « push-pull » dove la tensione di controllo della griglia di un tubo è prelevata da una resistenza in serie ad un avvolgimento primario del trasformatore di uscita. Tale metodo ha lo svantaggio che alle frequenze estreme della risposta i segnali non sono più in anti-fase e come conseguenza non si ha più la desiderata eliminazione delle armoniche di ordine pari.

Con l'attuale circuito nascono molti altri problemi a cui sono state trovate varie soluzioni:

(1) Le valvole, specialmente la II, devono lavorare in classe A altrimenti in alcuni istanti la griglia del tubo I potrebbe rimanere senza segnale. Quindi la classe AB è da escludersi. Ciò non rappresenta però un grande svantaggio.

(2) La generazione di armoniche di ordine pari, determinata dal rapporto delle ampiezze nelle correnti anodiche, è esaltata. Infatti nel circuito di fig. 13, poichè i due tubi sono pilotati in serie, le armoniche prodotte dal secondo tubo sono presenti alla griglia del tubo I.

Ciò può essere spiegato osservando la fig. 15 *a*) tenendo presente che per chiarezza l'ampiezza delle armoniche è stata esagerata.

Nella prima figura si ha la tensione di pilotaggio della griglia del II tubo V_{iII}; tale tensione genera una corrente I_{aII} che è composta dalla fondamentale I'_{aII} e dalla seconda armonica I''_{aII} e ciò a causa della curvatura della caratteristica del tubo. La tensione di controllo V_{iI} per il tubo I ha la medesima forma della corrente I_{aII}. Questo segnale produce a sua volta una corrente I_{aI} che è composta dalla fondamentale (I'_{aI}), dalla seconda armonica presente nella tensione di controllo (I^*_{aI}) e dalla seconda armonica prodotta dalla curvatura della caratteristica del tubo I (I''_{aI}). Ora le due seconde armoniche I^*_{aI} e I''_{aI} si cancellano fra di loro in modo tale che la corrente I_{aI} rimane depurata. Nel carico passerà sempre però una corrente I_a contenente la I''_{aII} prodotta da tubo II.

Questa semplice analisi suggerisce un metodo onde risolvere il problema il tubo I deve lavorare in modo tale che I''_{aI} sia maggiore della I^*_{aI} cosicchè le due componenti non si cancellino nella corrente I_{aI}.

Questa possibilità è rappresentata in fig. 15 *b*) che è simile alla fig. 15 *a*) tranne che la corrente I''_{aI} è due volte quella di quest'ultima figura. In tal modo le due forme d'onda I_{aI} e I_{aII} sono identiche e si ha la cancellazione delle armoniche di ordine pari.

Vi sono molti sistemi per aumentare la distorsione del tubo I; cioè:

(1) Il pilotaggio del tubo I può essere maggiore di quello del tubo II. Ciò però non è consigliabile.

(2) Controreazione di corrente applicata al tubo II mediante una resistenza catodica non « bypassata ». Anche questa soluzione non è fra le migliori.

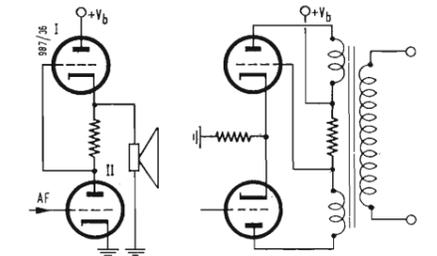
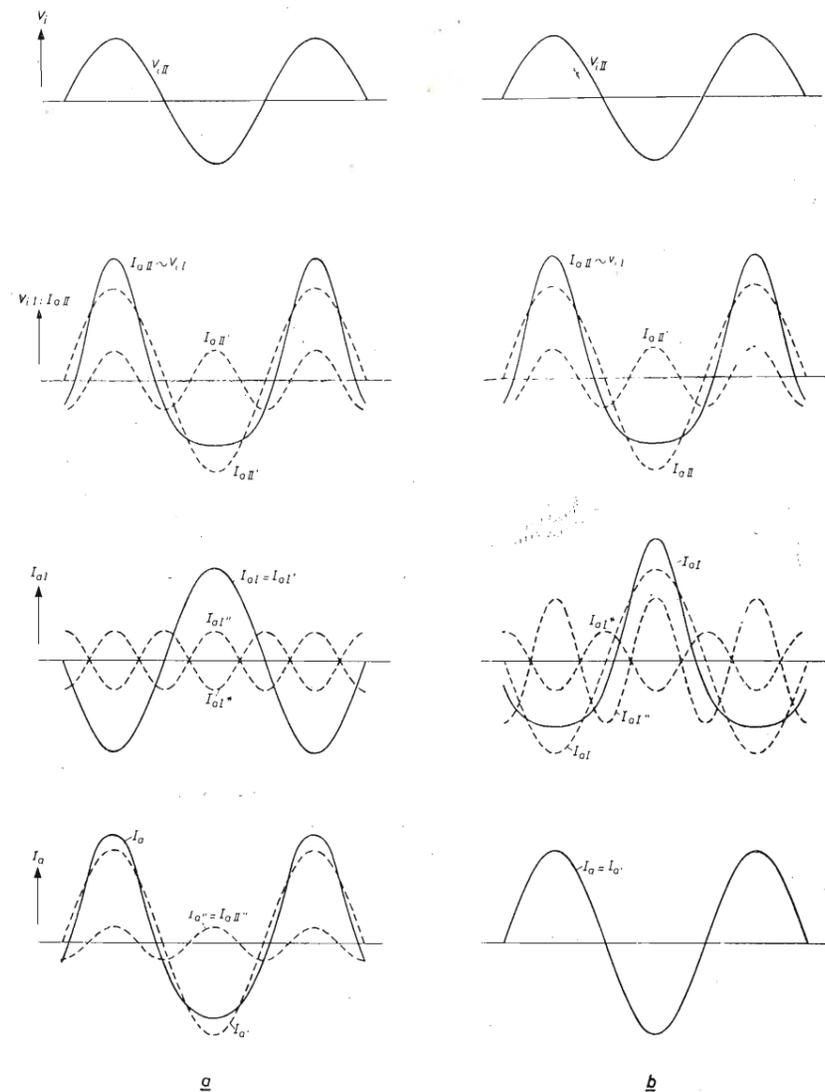



Fig. 13 - Circuito base di un push-pull non convenzionale.
Fig. 14 - Circuito base di un push-pull convenzionale.

(3) Il punto di funzionamento del tubo I può essere spostato verso la regione dove la caratteristica è più curvata senza però arrivare alla classe AB.

Questa terza soluzione è quella impiegata nel circuito descritto poichè essa offre anche altri vantaggi. Si tenga però presente che questa compensazione è esatta per un solo valore del pilotaggio ed un particolare essa è critica per piccoli valori di esso. Il punto di lavoro dal tubo I è stato scelto mediante una opportuna resistenza catodica regolata in modo da avere una piccola ditorsione con un piccolo pilotaggio.

Nel scegliere tale resistenza bisogna tenere presente due fatti: la corrente alternata che scorre in essa costituisce la tensione di controllo per il tubo I. mentre la continua determina il punto di lavoro del tubo stesso.

2.2.2. - *Semplificazioni nell'alimentazione delle griglie schermo.*

Allo scopo di semplificare i circuiti relativi all'alimentazione delle griglie schermo si potrebbe pensare di collegare i due pentodi come triodi accettando il fatto che in tale modo si viene a perdere della potenza. Si può però pensare anche di collegare semplicemente uno dei pentodi come triodo, abbandonando così il principio del « push-pull ». Un'analisi di un tale circuito può essere condotta partendo dal circuito base di fig. 16 dove è chiaro che la bobina di placca del tubo è un arresto per le frequenze audio ed il trasformatore di uscita non è percorso dalla componente continua. L'induttanza deve quindi avere una bassa resistenza in continua ed alta in alternata. Teoricamente la funzione della bobina può essere compiuta da un tubo la cui resistenza in alternata sia superiore a quella in continua. Si giunge in tal modo al circuito di fig. 17 che possiede la tipiche proprietà del circuito in questione. La resistenza in alternata del tubo I in fig. 17 è determinata dal rapporto fra la componente alternata della tensione anodica (generata dal tubo II sul carico) e fra la corrente anodica alternata e quindi se si applica fra la griglia controllo ed il catodo del tubo I una tensione proporzionale a quella di pilotaggio del tubo II la componente alternativa della corrente anodica del primo tubo viene a mutare mentre la componente alternata della tensione anodica rimane la medesima cosicchè l'effettiva resistenza in alternata varia. Mediante una opportuna scelta della tensione di controllo è possibile simulare una resistenza in alternata di valore infinitamente grande, come anche di renderla negativa, nel qual caso il tubo I si comporta come un generatore in parallelo al tubo II dal quale originariamente è pilotato.

Fig. 16 - Stadio finale con un solo tubo in cui la continua per la placca passa nella bobina a « L ».

Se ci si limita ad esaminare il circuito in questione dal punto di vista della potenza di uscita disponibile basterà analizzare le caratteristiche idealizzate di fig. 18. La fig. 18 *a*) schematizza le caratteristiche $I_a = f(V_a)$ di un pentodo, mentre la fig. 18 *b*) quelle di un triodo. I punti di lavoro O_p e O_T sono determinati dal fatto che la corrente anodica in regime di quiete è la medesima per i due tubi che sono collegati in serie e dall'ipotesi che la tensione anodica è egualmente divisa fra i tubi.

Le linee di carico possono essere tracciate sulle caratteristiche considerando che questa resistenza è composta da due resistenze in parallelo ciascuna delle quali appartiene ad un solo tubo. Il rapporto fra queste resistenze è inversamente proporzionale alle componenti alternate della corrente anodica dei due tubi perchè la caduta di tensione alternata sulle due resistenze è identica. Come è stato detto prima tale rapporto può essere modificato spostando il rapporto delle tensioni di controllo.

Fig. 15 - *a*) Forma d'onda per il circuito di fig. 13 se la seconda armonica non è compensata. *b*) Forma d'onda per il circuito di fig. 13 se la seconda armonica è compensata.

Si consideri per primo il caso in cui la corrente dei due anodi sia la medesima: cioè la resistenza di carico è divisa in due parti eguali. Ciascun tubo è allora caricato da una resistenza pari a 2 R_L, come appare nella fig. 18. Un limite alla massima ampiezza della tensione anodica alternata è imposto non solo per il triodo, ma anche per il pentodo poichè i due tubi per la tensione alternata sono collegati in parallelo. Per tale situazione si nota (fig. 18 *b*) che una parte V_o della tensione anodica continua per il triodo non è usata. La potenza di uscita è data dalla relazione approssimata:

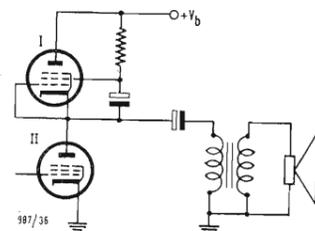
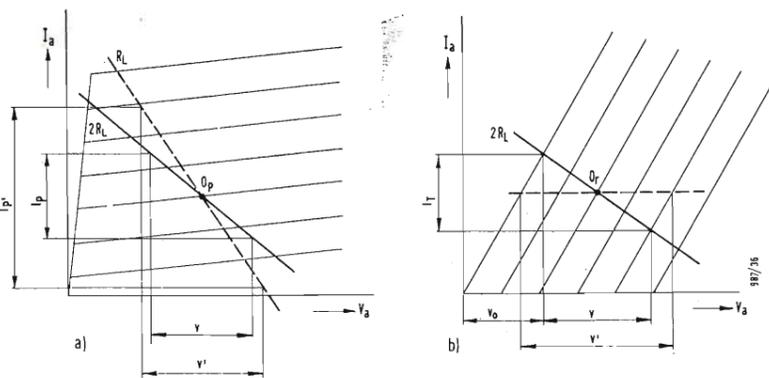



Fig. 17 - Circuito simile al precedente in cui la bobina è sostituita al pentodo I.

$$P_L = P_{Lp} + P_{LT} =$$

$$= \frac{1}{8} v i_p + \frac{1}{8} v i_t = \frac{1}{8} v \,(i_t + i_p)$$

Si supponga ora che la resistenza di carico del triodo aumenti e quella del pentodo diminuisca in modo tale che le due resistenze collegate in parallelo formino sempre una resistenza uguale a R_L. Le condizioni limiti di tale caso si manifestano allorquando la resistenza di carico del triodo diviene infinitamente grande e quella del pentodo uguale a R_L (linee a tratti nella fig. 18). In tale caso il triodo non fornisce potenza poichè la i_t diviene nulla. Malgrado ciò la potenza in uscita è aumentata come risulta dal maggior contributo del pentodo essendo i valori v e i_p aumentati a v' e i'_p.

Non è consigliabile di cercar di aumentare la potenza in uscita aumentando il pilotaggio della griglia del triodo fino alla corrente di griglia.

Un analogo andamento del fenomeno si manifesta quando la tensione anodica continua non è egualmente suddivisa fra i due tubi.

A conclusione di ciò si può dire che teoricamente le proprietà di un tale circuito sono inferiori a quelle di un circuito con un solo tubo funzionante in classe A.

L'alimentazione separata delle griglie schermo deve, pertanto, essere mantenuta se si vuole avere un'alta prestazione da tale circuito. Si può però semplificare detto circuito alimentando ciascuna griglia schermo dalla corrispondente placca tramite una resistenza, come appare dalla fig. 19. Il valore di essa non deve essere troppo elevato per evitare fluttuazioni della tensione di griglia schermo, ne troppo bassa per evitare perdite di potenza.

2.2.3 - *Semplificazione nell'alimentazione delle placche.*

Nel circuito in questione invece di usare una bobina di filtro nell'unità di alimentazione si introduce una tale bobina nel circuito di alimentazione della griglia schermo del tubo I. Inoltre nel progettare il circuito di compensazione del ronzio si deve apportare qualche modifica,

Quando si considera il sistema di alimentazione delle placche come sorgente di ronzio si può assumere il circuito equivalente di fig. 20 supponendo che le griglie schermo siano esenti da esso. Tale ipotesi è ammessa se si usa una semplice cellula di filtro costituita da una resistenza e due condensatori elettrolitici. Poichè i due tubi funzionano come pentodi la loro connessione in parallelo alla bobina C_h ed all'altoparlante può essere trascurata. La tensione di ronzio V_h, che contiene un gran numero di armoniche, è in tal modo distribuita su C_h e L in relazione alle loro rispettive impedenze. Poichè la reattanza della bobina, determinata da un buon responso sulle basse frequenze, è almeno due volte l'impedenza dell'altoparlante alla frequenza fondamentale di 100 Hz, la tensione di ronzio sull'altoparlante è ridotta fra il 20 % e il 50 %.

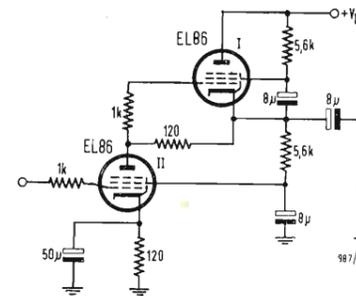



Fig. 19 - Circuito push-pull non convenzionale in cui le griglie schermo sono alimentate dalle rispettive placche mediante resistenze.

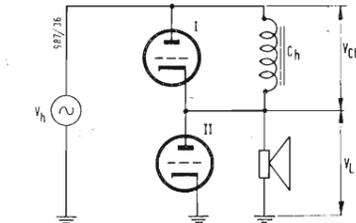



Fig. 20 - Circuito equivalente per calcolare la tensione di ronzio all'altoparlante quando le griglie schermo sono alimentate tramite una bobina.

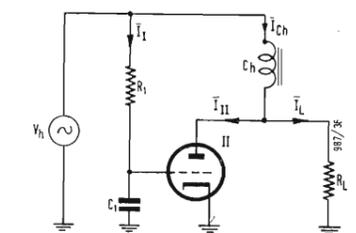



Fig. 21 - Circuito base per compensare il ronzio

Allo scopo di sopprimere la tensione residua di ronzio sull'altoparlante è necessario applicare una tensione V_h compensatrice ad un tubo od ad ambedue. Poichè l'intiera tensione alternata di uscita è presente sul catodo del tubo I la tensione di compensazione deve essere applicata al tubo II. Normalmente tale tensione è applicata alla griglia controllo.

Nel circuito di fig. 21 occorre determinare l'ampiezza e la fase della tensione di compensazione e quindi si ha:

$$I_L = I_{ch} - I_{II}$$

Fig. 18 - Curve $I_a = f(V_a)$ idealizzate per un pentodo (*a*) e per un triodo (*b*).

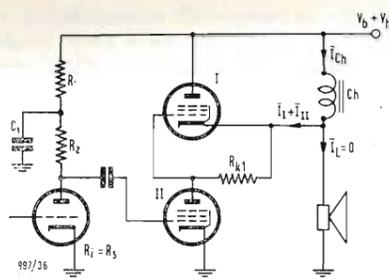



Fig. 22 - Circuito in cui il preamplificatore è incluso nella compensazione del ronzio.

in cui è

$$I_{ch} = \frac{V_h - I_L R_L}{j\omega L_{ch}}$$

ed anche

$$I_{II} = V_{gII} S_{II}$$

quindi

$$V_{gII} = \frac{1}{S_{II}}\left(\frac{V_h}{j\omega L_{ch}} - \frac{I_L R_L}{j\omega L_{ch}} - I_L\right)$$

Quando la compensazione è completa sarà $I_L = 0$ ed anche $V_L = 0$ per cui la precedente diviene:

$$\frac{V_{gII}}{V_h} = \frac{1}{j\omega L_{ch} S_{II}}$$

La tensione di compensazione V_{gII} deve quindi ritardare di 90° rispetto alla tensione di ronzio V_h e tale angolo di fase deve diminuire come la frequenza aumenta.

La più semplice rete che soddisfa a tali condizioni è la rete *R-C* mostrata in fig. 21. La resistenza R_1 supera di gran lunga l'impedenza capacitiva di C_1 alla frequenza fondamentale. Avremo quindi la semplice formula:

$$\frac{V_{gII}}{V_h} = \frac{\frac{1}{j\omega C_1}}{R + \frac{1}{j\omega C_1}} \simeq \frac{1}{j\omega C_1}$$

e quindi si può derivare la condizione

$$L_{ch} S_{II} = C_1 R_1$$

mediante la quale si possono determinare i valori dei componenti. La realizzazione di un tale circuito di compensazione è molto semplice perchè la maggior parte degli stadi di preamplificazione contengono di già una rete *R-C* per filtrare la tensione anodica. In fig. 22 è mostrato un doppio divisore; la rete R_1 - C_1 fornisce la necessaria dipendenza fra tensione, frequenza e fase ed alimenta un divisore di tensione costituito dalla resistenza R_2 e dalla R_i del triodo. Tenendo conto del fatto che il tubo *I* è controllato dalla tensione di compensazione mediante il tubo *II* e posto $V_L = 0$ ed anche

$$I_{ch} = I_I + I_{II}$$

in cui è

$$I_{II} = V_{gII} S_{II}$$

ed anche

$$I_I = V_{gI} S_I = I_{II} R_{kI} S_I = V_{gII} S_{II} R_k S_I$$

dove

$$V_{gII} = V_h \cdot \frac{\frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \cdot \frac{R_3}{R_2+R_3} \simeq$$

$$\simeq V_h \frac{R_3}{j\omega C_1 R_1 (R_2+R_3)}$$

avendo posto

$$R_1 \gg \frac{1}{j\omega C_1} \quad e \quad (R_2+R_3) \gg \frac{1}{j\omega C_1}$$

Poichè $V_L = 0$ l'intiera tensione di ronzio V_h sarà presente sulla bobina di filtro della griglia scherma e quindi avremo

$$I_{ch} = \frac{V_h}{j\omega L_{ch}}$$

e mediante le precedenti

$$\frac{V_h}{j\omega L_{ch}} = \frac{R_3 V_h S_{II}(1+R_{kI}S_I)}{j\omega C_1 R_1 (R_2+R_3)}$$

quindi

$$\frac{C_1 R_1 (R_2+R_3)}{R_3 L_{ch}} = S_{II}(1+R_{kI}S_I)$$

Con un tale circuito il livello di ronzio, riferito ad una potenza di uscita di 50 mW, è inferiore di 50 dB rispetto al segnale. Quando si introduce una controreazione tale livello diminuisce ulteriormente, cosicchè non è più necessario regolare R_1 per compensare le fluttuazioni della $R_i = R_3$.

È essenziale progettare l'amplificatore cosicchè la sua larghezza di banda non introduca sostanziali sfasamenti alla frequenza di 100 Hz del ronzio. Per tale ragione i condensatori di accoppiamento nel circuito di compensazione devono avere dei valori sufficientemente elevati.

La componente a 50 Hz della tensione anodica è estremamente piccola e può quindi essere trascurata, ma se la tensione di griglia schermo è prelevata dalla presa centrale del trasformatore principale tale componente diviene importante a causa della dissimetria di detto trasformatore e del sistema di rettificazione.

Fig. 23 - Circuito completo.

2.2.4. - *Descrizione del circuito.*

In fig. 23 è rappresentato un circuito assai economico pur mantenendo una buona risposta per le basse frequenze.

Le semplificazioni precedentemente discusse si trovano qui applicate; cioè; inversione di fase mediante lo stadio finale, circuito di compensazione per il ronzio, alimentazione della griglia schermo del tubo *I* tramite un'impedenza. Circa la tolleranze dei componenti esse sono lasche tranne che per le resistenze catodiche dove si consiglia almeno una tolleranza del 5 %.

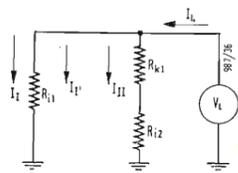



Fig. 24 - Circuito equivalente per calcolare la resistenza di uscita.

L'induttanza per la griglia schermo deve essere non inferiore ai 5 *H* poichè altrimenti si avrebbe una perdita di potenza alle basse frequenze anche quando la resistenza di uscita fosse ridotta applicando una controreazione. Si tenga presente nel dimensionare tale induttanza che la componente continua è assai bassa.

Anche quando non si applichi la controreazione la resistenza di uscita assume un valore più basso di quello corrispondente alla connessione in parallelo dei due tubi e cioè perchè il tubo *I* si comporta in un certo senso come un « inseguitore catodico » in cui una parte della tensione di uscita è riportata alla griglia controllo. Il calcolo di tale resistenza può essere basato sul circuito equivalente di fig. 24 in cui la conduttanza di uscita è definita come il rapporto di I_L a V_L cioè:

$$G_{usc} = \frac{I_L}{V_L} = \frac{1}{V_L}(I_I + I_{II} + I'_I) = \frac{1}{V_L}(I_I + I_{II} + I_{II}R_{kI}S_I) =$$

$$= \frac{1}{V_L}\left(V_L G_{iI} + V_L \frac{G_{iII}\, G_{kI}}{G_{iII}+G_{kI}} \cdot (1 + R_{kI}S_I)\right)$$

la quale da

$$G_{usc} \simeq G_{iI} + G_{iII}(1 + R_{kI}S_I)$$

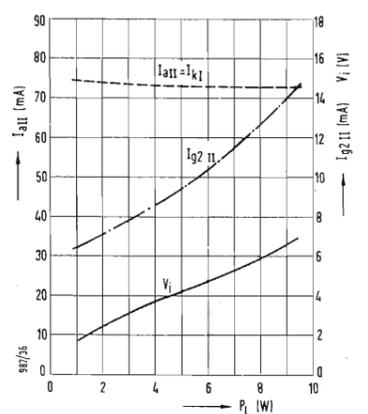



Fig. 25 - Corrente anodica ($I_{aII} = I_{kI}$), I_{g2II} e V_i in funzione della P_L.

2.2.5. - *Prestazioni del circuito.*

Le misure su di un tale circuito sono state eseguite con due valvole medie, con due la cui corrente superava quella nominale del 25 % e con altre due la cui corrente era inferiore del 25 %. Inoltre tutte le misure sono state fatte per una tensione di alimentazione di 300 V ed una tensione di griglia schermo di 150 V. La resistenza di carico era di 800 Ω. Si analizzerà unicamente lo stadio finale.

In fig. 25 le correnti in continua e la tensione all'ingresso V_i sono rappresentate in funzione della potenza di uscita. Da essa si deve che la corrente di griglia schermo I_{g2II} dioende fortemente dal pilttaggin e quindi essa deve essere alimentata tramite una resistenza di basso valore.

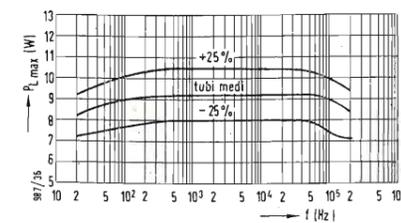



Fig. 26 - Massima potenza di uscita in funzione della frequenza per tre gruppi di tubi.

Il guadagno $g_{12} = V_L/V_i$ può essere calcolato dalla curva che rappresenta la tensione V_i ed appare dipendere dalla potenza di uscita.

In fig. 26 è tracciata la caratteristica massima potenza di uscita-frequenza per i tre gruppi di tubi. Il rendimento può essere dedotto dalle figure 26 e 25 e vale $\eta = 38{,}7$ %.

In fig. 27 è la curva di risposta (V_L/V'_L, freq) che rimane piana fino ad oltre 250 kHz e cade a — 3 dB alla frequenza di 25 Hz.

L'andamento della distorsione è disegnato in fig. 28. La distorsione armonica è stata misurata alla frequenza di 1000 Hz ed analizzata per la seconda e la terza. Si noti che la distorsione per seconda armonica è inferiore a quella della terza, indice di una buona soppressione delle armoniche di ordine pari. La distorsione di intermodulazione pari al 30 % sembra alta, ma in realtà è inferiore a quella generata da uno stadio convenzionale di uscita con una sola valvola.

La conduttanza di uscita, impiegando la relazione vista sopra, può essere derivata usando i dati dei tubi

$G_{iI} = G_{iII} = 55$ µmhos,

$S_I = 10$ mA/V e $R_{kI} = 120$ Ω

da cui

$G_{usc} = 55+55\,(1+120\times 0{,}01) = 176$ µmhos.

alla quale corrisponde una resistenza di uscita $R_{usc} = 5{,}7$ kΩ; mentre quella misurata ad 1 W di uscita è di 5 kΩ ed alla piena potenza scende ad 1 kΩ.

Paragonando tale circuito con uno ordinario impiegante una EL84 con trasformatore notiamo quanto segue.

Nel primo la potenza di uscita è raddoppiata con una minore distorsione ed una larghezza di banda maggiore. Mentre si risparmia un trasformatore di uscita ed una induttanza di filtro, occorrono quattro condensatori elettrolitici, una induttanza per la griglia schermo ed un tubo. Ora se il prezzo del trasformatore e dell'induttanza bilanciano quello del tubo e dell'induttanza rimane il prezzo di quattro condensatori elettrolitici che è poi anche quello che viene a costare il raddoppio di potenza.

Fig. 27 - Curva di risposta per un ingresso costante e per 1 W di potenza P_L.

2.3. - Circuito finale preceduto da un preamplificatore e da un inversore di fase.

La fig. 29 illustra il principio d funzionamento di tale circuito. La sezione di sinistra del doppio triodo s

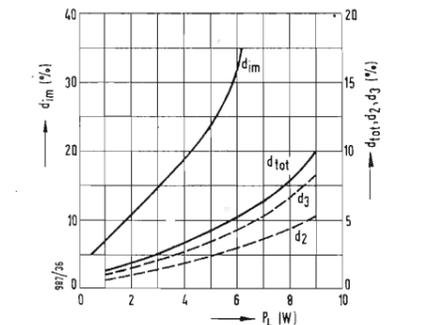



Fig. 28 - Distorsione di 2a armonica d_2, distorsione di 3a armonica d_3, distorsione totale d_{tot} e distorsione di intermodulazione d_{im} in funzione di P_L.

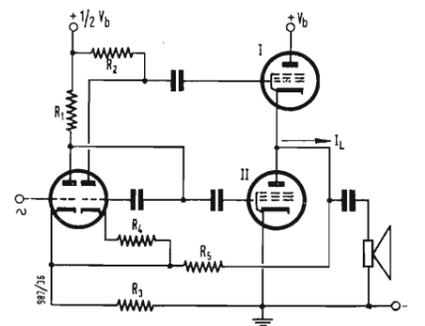



Fig. 29 - Circuito base non convenzionale preceduto da un invertitore di fase e da un preamplificatore.

comporta come un amplificatore normale il cui segnale amplificato è applicato sia alla griglia controllo del tubo *II* di uscita sia alla griglia controllo della sezione di destra di detto triodo

rassegna della stampa

il quale si comporta come un inversore di fase poichè il suo segnale di uscita è applicato alla griglia controllo del tubo I.

Le due tensioni di pilotaggio delle finali devono essere eguali, malgrado la controreazione costituita da R_4, e

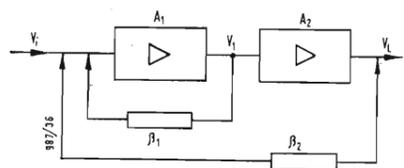



Fig. 30 - Diagramma a blocchi di due amplificatori con reazione.

quindi le due resistenze di carico del doppio triodo dovranno essere disegnali e cioè R_2 minore di R_1.

Oltre alla controreazione applicata fra l'uscita ed il preamplificatore tramite la R_5 vi è anche una reazione positiva a causa della resistenza comune R_3 nel circuito dei catodi del triodo doppio.

2.3.1. - *Reazione negativa e positiva.*

Nel circuito di fig. 29, per es., la reazione negativa è applicata sfruttando la corrente di uscita I_L la quale è proporzionale alla tensione di uscita ed è riportata alla resistenza R_3 del doppio triodo tramite la resistenza R_5; simultaneamente la reazione positiva è applicata allo stadio preamplificatore essendo la resistenza R_3 comune ad ambedue i triodi.

La fig. 30 schematizza tale fatto essendo in essa: A_1 e A_2 i due amplificatori collegati in cascata il cui guadagno è pure indicato con A_1 e A_2. I simboli β_1 e β_2 indicano le frazioni della tensione che si impiega per la controreazione. Si ha allora:

$$V_1 = A_1 (V_i + \beta_1 V_1 + \beta_2 V_L)$$

e

$$V_L = A_2 V_1$$

Il guadagno totale è

$$A = \frac{V_L}{V_i} = \frac{A_1 A_2}{1 - A_1\beta_1 - A_1 A_2 \beta_2} = \frac{A_1 A_2}{N}$$

essendo

$$N = 1 - A_1\beta_1 - A_1 A_2 \beta_2$$

In modo analogo chiamando d_1 e d_2 le singole distorsioni avremo che la distorsione totale d vale:

$$d = \frac{1}{N} \cdot d_1 + \frac{1 - A_1\beta_1}{N} d_2 + \frac{1 - A_1\beta_1}{N} \cdot d_1 d_2$$

Se in esse poniamo $A_1\beta_1$ eguale all'unità la distorsione totale diviene d_1/N cioè la distorsione d_2 scompare da quella totale ed il guadagno diviene $A = 1/\beta_2$ cioè indipendente da A_2.

La condizione $A_1\beta_1 = 1$ può essere soddisfatta in un campo di frequenze abbastanza ampio, se A_1 e β_1 sono reali in tale campo, cioè se non introducono spostamenti di fase.

Onde soddisfare la condizione $A_1\beta_1 = 1$ bisogna che lo stadio A_1 tenda ad oscillare. Ciò per altro non implica il fatto che la combinazione A_1-β_1-A_2-β_2 sia instabile; e rendendo B_2 negativo per tutto il campo di frequenza il sistema non oscillerà. Ciò è facilmente raggiungibile grazie alla mancanza del trasformatore di uscita, il quale inevitabilmente introduce degli spostamenti di fase.

Fig. 32 - Distorsione d in funzione della potenza P_L alle frequenze 90 Hz, 1 kHz e 8 kH z

2.3.2. - *Descrizione del circuito.*

La fig. 31 mostra il circuito completo di un amplificatore basato sul principio illustrato precedentemente.

L'altro fattore di amplificazione della ECC83 assicura una sufficiente sensibilità dell'amplificatore che può essere

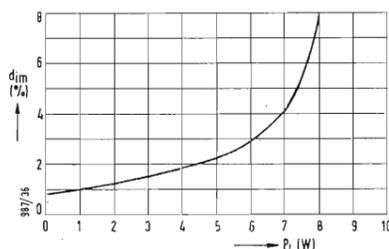



Fig. 33 - Distorsione di intermodulazione d_{im} in funzione di P_L per due frequenze 60 Hz e 10 kHz con rapporto di ampiezza 1:4.

Fig. 31 - Schema completo di un amplificatore. La tolleranza delle resistenze R_3 e R_4 deve essere del 2 %, le altre al 10 %.

collegato al demodulatore di un normale ricevitore.

Le tensioni di griglia schermo per le finali sono ottenute nel seguente modo. La griglia schermo del tubo II è alimentata tramite la resistenza R_{16}, mentre il condensatore elettrolitico C_9 costituisce la bassa impedenza fra griglia schermo ed il catodo.

La corrente di griglia schermo (circa 5 mA) costituisce una piccola parte della corrente media di catodo, ma essa aumenta all'aumentare del segnale alla griglia controllo. Onde ridurre le fluttuazioni della tensione di griglia schermo il valore di R_{16} deve essere tenuto il più basso possibile. Ciò si ottiene alimentando la griglia schermo dalla tensione di 270 V (invece che dai 310 V) che è anche impiegata pera limentare il lato sinistro del triodo e la parte A.F. del ricevitore. In tal modo la R_{16} può essere ridotta al valore di 15 kΩ.

La resistenza R_{13} di caduta per la griglia schermo del tubo I è stata scelta con grande attenzione: infatti un valore troppo basso ridurrebbe di una gran parte la potenza di uscita, mentre un valore troppo alto renderebbe la tensione di griglia schermo dipendente dall'ampiezza del segnale di pilotaggio.

In realtà la resistenza R_{b8} nel circuito di controreazione deve usualmente essere sostituita da una o due reti costituite da resistenze e capacità che introducono un controllo della controreazione in funzione della frequenza (controllo dei bassi e degli alti).

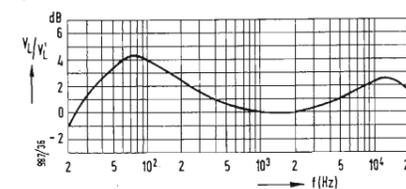



Fig. 34 - Curva di risposta dell'amplificatore con i controlli di tono al massimo.

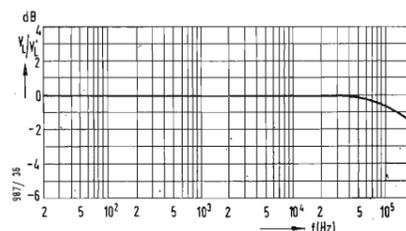



Fig. 35 - Curva di risposta senza controlli di tono.

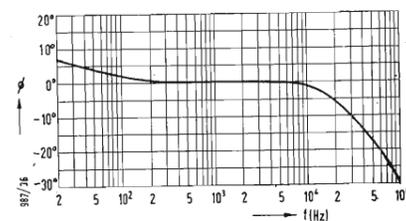



Fig. 36 - Curva della fase senza controlli di tono.

2.3.3. - *Prestazioni del circuito.*

Le seguenti misure sono state eseguite con una rete per il controllo di tono inserita al posto di R_{b8} essendo i controlli di tono ruotati al massimo.

La fig. 32 fornisce la distorsione totale d in funzione della potenza di uscita P_L per frequenze di 90 Hz, 1 kHz e 8 kHz, mentre in fig. 33 è rappresentata la distorsione di intermodulazione d_m.

In fig. 34 è rappresentata la curva di risposta con i controlli di tono ruotati al massimo.

Il segnale necessario per ottenere una potenza di uscita di 50 mW alla frequenza di 1 kHz è di 24 mV.

La reazione negativa riduce la resistenza interna a 20 Ω che è molto bassa paragonata alla resistenza di carico di 800 Ω, il che contribuisce a smorzare le eventuali risonanze dell'altoparlante.

Su di un amplificatore in cui le reti *R-C* per il controllo dei toni non erano presenti nel circuito di controreazione sono state fatte le seguenti misure.

La distorsione totale per differenti potenze di uscita è riportata nella tabella

Potenza di uscita:	10,4	9,25	4	1	W
Distorsione totale:	0,3 0	0,11	0,05	0,03	%

Nella fig. 35 e 36 sono riportate le caratteristiche di ampiezza e di fase rispettivamente in funzione della frequenza.

(*dott. ing. Giuseppe Rebora*)

La Demodulazione delle Radioonde Attraverso la Jonosfera

(*segue da pag. 506*)

dio del magnetismo terrestre sia nel campo scientifico (relazioni tra l'attività solare e le corrispondenti ripercussioni terrestri), sia nel dipendente campo tecnico radiocomunicazioni, navigazione strumentale marittima e aerea, prospezione, ecc.).

La demodulazione ionosferica, infine, può essere utile nel campo della radiodiffusione perchè spiega la causa che influenza la propagazione delle onde medie, ossia perchè il programma radiofonico si affievolisce quando viene ricevuto a grande distanza dalla trasmittente, quando cioè le radionde non seguono più il cammino superficiale (onde dirette) perdendo una parte della loro modulazione. *

A buon punto le ricerche sull'energia termonucleare a fini pacifici

Dal 17 al 18 ottobre si è svolto, presso l'Università di Princeton, un convegno di scienziati americani e britannici impegnati nelle ricerche nel settore della reazione termonucleare o di fusione.

Nel corso del convegno, che si è svolto sotto gli auspici della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) e dell'Ente britannico per l'Energia Atomica (UKAEA), sono stati attentamente discussi i primi risultati positiv ottenuti con dispositivi termonucleari dà laboratorio, risultati che si possono compendiare nello sviluppo di un sostanziale quantitativo da neutroni da gas surriscaldati per piccole frazioni di secondo.

In un comunicato diramato al termine del convegno si afferma tra l'altro: « Gli atti delle riunioni a Princeton relativamente alle temperature raggiunte negli esperimenti termonucleari controllati negli Stati Uniti ed in Gran Bretagna prospettano la possibilità di produrre neutroni mediante una reazione termonucleare ma occorrerà un ulteriore lavoro sperimentale per accertarla come dato di fatto ».

Come è noto, gli scienziati inglesi ed americani addetti a questo settore delle ricerche, che potrebbe portare allo sfruttamento a fini di pace delle illimitate risorse energetiche contenute nell'acqua di mare, si riuniscono di tanto in tanto per esaminare i problemi da risolvere ed i risultati raggiunti. L'ultima riunione aveva avuto luogo ad Harwell, in Gran Bretagna nel giugno scorso. (*u.s.*)

Espansione della TV

(*segue da pag. 481*)

levisori, nonchè la RAI per un minor numero di abbonati.

Indirettamente ne vengono a soffrire anche le sale cinematografiche che vedono i « caffè » trasformati seralmente in piccoli cinema quasi gratuiti che assorbono in gran parte i già scarsi spettatori. Chi se ne avvantaggia sono evidentemente gli stessi « bar » e « caffè » che hanno subito avvertito un forte aumento di avventori fedeli ed intravisto una notevole fonte di lucro con la minima spesa dell'impianto di un televisore nel proprio esercizio. Da ciò le note proteste dei proprietari degli esercizi pubblici alle varie norme imposte dalla P.S. nei locali ove si svolgono gli spettacoli televisivi. Si è anzi minacciata la disdetta in massa degli abbonamenti TV con la RAI come gesto di rappresaglia da parte dei « caffè » disturbati in questo lucroso affare.

Posto così nella debita luce questa strana ma pur importante faccenda della TV negli esercizi pubblici, non possiamo fare a meno di esprimere il nostro parere tutto favorevole alle misure di P.S. limitatrici dell'azione snaturatrice della TV da parte dei « bar » e « caffè ».

Non trovando più la comoda sosta, al prezzo di un semplice caffè, per lo spettacolo televisivo serale, molti telespettatori si decideranno all'acquisto del proprio televisore con indiscussi vantaggi tra l'altro per il proprio nucleo famigliare.

A. Banfi

Generatore Elettronico di Stimoli per Elettrofisiologia

(segue da pag. 511)

brevemente l'effetto del secondo circuito limitatore.

Il « limitatore di picco » ha la funzione, come dice la stessa denominazione, di « tagliare » la porzione, in

Fig. 9 - Forma d'onda dopo il limitatore di base.

Fig. 10 - Forma d'onda dopo il limitatore di cresta.

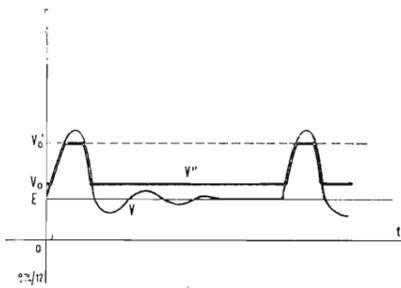



Fig. 11 - Forma d'onda dopo lo stadio limitatore

questo caso, superiore del segnale.

Supposta grande rispetto ad R_6 la impedenza del circuito, il diodo T_2, polarizzato per mezzo della tensione V'_0, non ha nessuna funzione sino a uando la tensione V' rimane inferiore al valore di V'_0.

Allorchè la tensione di entrata V' di questo circuito supera la tensione di polarizzazione V'_0, la tensione anodica del diodo diventa positiva e quindi si ha una corrente elettronica attraverso il tubo.

Se la resistenza R_6 è grande rispetto alla resistenza interna della valvola, la caduta di tensione ai capi del tubo T_2 diviene praticamente trascurabile rispetto alla tensione di entrata V' e quindi la tensione V'' rimane praticamente uguale a V_0.

La fig. 10 chiarirà quanto sopra detto.

Riassumendo quindi le funzioni combinate di questi due circuiti limitatori è possibile ottenere, all'uscita dello stadio, una tensione pressochè rettangolare; forma d'onda che può essere mantenuta pressochè inalterata all'uscita del trasefritore catodico che segue lo stadio descritto.

A questo punto è utile osservare che l'inesattezza delle espressioni usate circa la forma d'onda ottenibile dai vari stadi, và soprattutto ricercata nella grande influenza che giocano le varie costanti dei circuiti: nella realizzazione bisogna quindi, con l'aiuto dell'oscillografo, agire pazientemente su tutti i componenti i vari circuiti non esclusi anche i valori delle tensioni anodiche.

È chiaro che i due partitori, R_2, R_3 per il primo stadio limitatore, ed R_4, R_5 per il secondo, vanno dimenzionati in base al valore della tensione continua disponibile.

In linea generale la tensione V_0 avrà un valore di + 1,5 V; mentre V_0 la si assumerà pari a + 4 V. Il valore delle due tensioni dipenderà ovviamente anche dall'amplificazione dello stadio che precede i due limitatori vale a dire dal valore di V.

La fig. 11 rappresenta la V''; tensione ottenuta all'uscita dello stadio tosatore.

Ottenuto così il segnale voluto, esso viene trasferito allo stadio successivo che impiega un tubo 6AQ5 quale trasferitore catodico. Il tubo, come risulta dallo schema generale rappresentato in fig. 12, è stato connesso a triodo.

Il catodo della 6AQ5 è chiuso a massa tramite un potenziometro che ha la funzione di attenuatore.

Il resto del circuito è del tutto convenzionale.

*

Fig. 12 - Circuito completo dello stimolatore.

Osservatorio astronomico spaziale in fase di progetto negli Stati Uniti

Sono attualmente allo studio, nel quadro di un programma astronomico svolto dal Laboratorio di Ricerche Navali, i piani a lungo termine per il lancio nello spazio di un laboratorio astronomico.

Il laboratorio, che dovrebbe essere portato nello spazio da un razzo e rimanervi forse per 20 anni, sarà dotato di telescopi da 152 a 304 mm e di un apparato TV trasmittente alimentato da batterie solari. I telescopi saranno puntati sulle stelle mediante telecomandi da terra. Prima di giungere all'esecuzione di questo progetto, la Marina statunitense, conta di lanciare palloni senza equipaggio provvisti di telescopi da 914 mm e di apparati TV entro i prossimi quattro anni, mentre entro 18 mesi sarà innalzato un pallone in grado di portare a quot elevate una macchina da ripresa TV munita d telescopio da 406 mm.

Un collaudo preliminare effettuato il 25 settembre nei pressi di Brighton, nel Minnesota, nel quadro del cosidetto Programma « Stratoscope », con un pallone di plastica di proporzioni gigantesche dotato di una macchina telefotografica da 304 mm è pienamente riuscito. Nel corso della prova, la macchina è stata innalzata a circa 24.300 metri e vi è rimasta per tre ore e 45 minuti, scattando complessivamente 8.000 fotogrammi su pellicola da 35 mm. Il complesso di strumenti è stato successivamente paracadutato a terra. Un dispositivo automatico ha consentito di tenere costantemente puntata la macchina verso il sole.

Un esperimento del genere, che ha permesso di raccogliere interessanti fotografie del sole di una nitidezza sinora sconosciuta, è stato svolto il 17 ottobre. (*u.s.*)

Stazioni ad Onda Corta Ricevibili in Italia

(segue da pag. 509)

Metri	(kHz)	Stazione	Nazione	Potenza kW
31,00	(9677)	Madrid	Spagna	100.
		Teheran	Iran	20.
30,99	(9680)	Sheppar̃ton	Australia	100.
		Allouis	Francia	100.
		R. Messicana Centro	Messico	1.
		Johannesbourg	Un. sud-africana	?
		R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		R. Liberation-M. di B.	Germania Occ.	10.
30,98	(9685)	Voce dell'America - Salonicco	Grecia	35.
		Onda Popolare	Panama	1.
		Voce dell'America	Tangeri	100.
		Mason	U.S.A.	200.
		Kaunas	U.R.S.S.	?
		R. Gazzetta-S. Paolo	Brasile	50.
30,95	(9690)	Radio dello Stato - Buenos Aires	Argentina	100.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Singapore	Malesia	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
	(9692)	Voce San Josè	Costa Rica	3.
30,94	(9695)	Madrid	Spagna	40.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
		Tokio	Giappone	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
30.93	(9700)	Sofia	Bulgaria	100.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Mason	U.S.A.	200.
		Brentwood	U.S.A.	50.
		Delano	U.S.A.	200.
30,91	(9705)	Fundacao Radio Maua Rio de Janeiro	Brasile	10.
		R. Cl. de Huambo - Nuova Lisbona	Angola	1.
		Karachi	Pakistan	50.
		R. Liberation-M. di B.	Germania Occ.	10.
		Bruxelles	Belgio	30.
30,90	(9710)	All India Radio-Delhi	India	100.
		Djakarta	Indonesia	50.
		Roma	Italia	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
30,88	(9714)	Voce d'Hogar-S. Josè	Costa Rica	1.
30,87	(9717)	R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
30,86	(9720)	Radio Nazionale - Rio de Janeiro	Brasile	50.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
30,85	(9725)	Komsomolsk	U.R.S.S.	50.
		Londra	Gran Bretagna	100.
		Singapore	Malesia	100.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
30,84	(9727)	R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	100.
30,83	(9730)	Radio DDR-Leipzig	Germania Est	12.
		The Call of the Orient Manila	Filippine)	10.
		R. Liberation-M. di B.	Germania Occ.	10.
		Brazzaville	A.E.F.	7.
30,82	(9735)	Londra	Gran Bretagna	100.
		Pechino	Cina	?
		R. Stentor-Assunz.	Paraguay	1,2
		V. Domenic.-Trujillo	S. Domingo	7,5
		Deuts. Welle-Colonia	Germania Occ.	20.
30,81	(9737)	Karachi	Pakistan	50.
30,80	(9740)	R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	100.
		Voce dell'America	Tangeri	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
30,78	(9745)	Bruxelles	Belgio	100.
		Huizen	Olanda	5.
		Voz los Andes-Quito	Equador	10.
		R. Cultura-S. Paolo	Brasile	7,5
		All India Radio-Delhi	India	100.
		R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	100.
30,77	(9750)	Bound-Brook	U.S.A.	50.
		R. Eu. Libera-Biblis	Germania Occ.	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		Allouis	Francia	100.
30,76	(9755)	Allouis	Francia	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
		Karachi	Pakistan	50.
		Tadio Central-Goias	Brasile	7,5
30,74	(9760)	Londra	Gran Bretagna	100.
		Radio Nazionale	Guatemala	10.
30,72	(9765)	R. Liberation-M. di B.	Germania Occ.	10.
		Allouis	Francia	100.
		R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	100.
	(9767)	Bruxelles	Belgio	100.
30,71	(9770)	Londra	Gran Bretagna	100.
		Mosca	U.R.S.S.	100.
		All India Radio-Delhi	India	100.
30,69	(9772)	R. Cl. de Mozambique Lourenzo Marques	Mozambico	100.
		R. Nazionale-Lisbona	Portogallo	100.
		Taipei	Taiwan	3.

(*Micron*)

Misure con segnale ad Onda Quadra

(segue da pag. 493)

dovuto alla parte piatta della curva di risposta più un'oscillazione smorzata dovuta alla risonanza. L'ampiezza iniziale dell'oscillazione è legata all'ampiezza del sopraelevamento sulla curva. A pari ampiezza di quest'ultimo aumentando il Q diminuisce l'ampiezza dell'oscillazione ma essa persiste più a lungo.

Caso IX. - Simile al caso precedente ma qui vi è un avvallamento concentrato in una curva piatta. Un buco molto acuto (Q molto alto) può dare luogo ad una oscillazione nella risposta che dura a lungo ma è peraltro di ampiezza assai esigua; ciò fa sì che essa sia pressochè invisibile nel video riprodotto.

Caso X. - Eco positiva. Questa risposta si ha quando le caratteristiche ampiezza-frequenza e fase-frequenza hanno un andamento sinoidale sovrapposto al valore uniforme.

Come si vede in figura l'intervallo, di frequenza tra due successivi massimi o minimi è il reciproco del ritardo dell'eco. È la risposta che si ottiene all'ingresso di una linea (come si vede in figura) non terminata giustamente; quando cioè la terminazione z è superiore all'impedenza caratteristica z_0 della linea stessa.

Caso XI. - Caso inverso al precedente. Eco negativa nella risposta corrispondente a sfasamento di 180° nell'ondulazione sulla curva ampiezza-frequenza. Impedenza di chiusura z risulta minore di z_0.

Caso XII. - Caso dell'eco differenziata. Questa risposta può presentarsi quando una linea di ritardo è terminata in modo che il coefficente di riflessione aumenta con la frequenza. Tipiche cause sono:

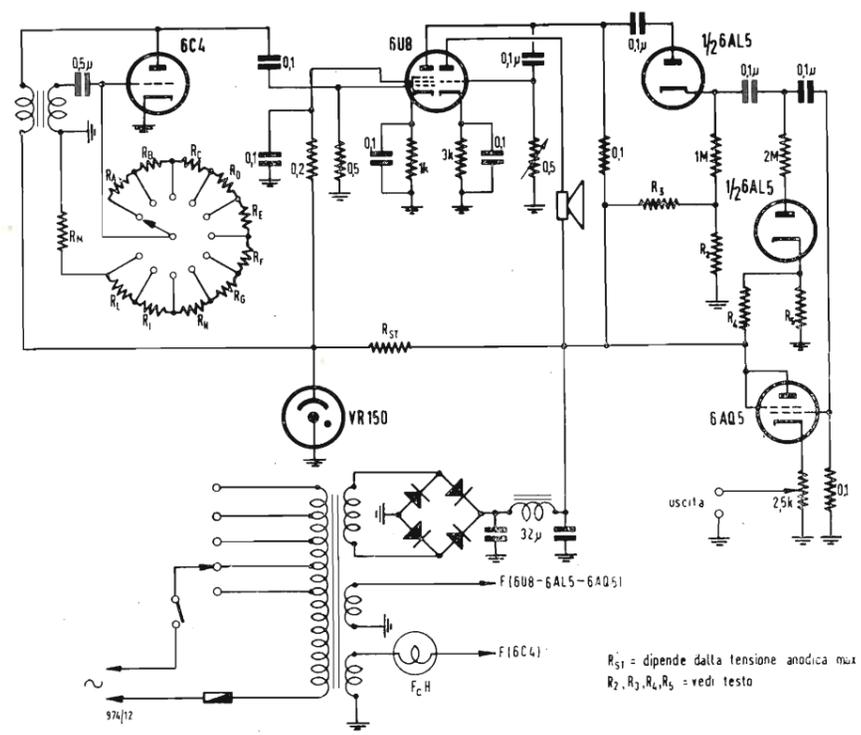
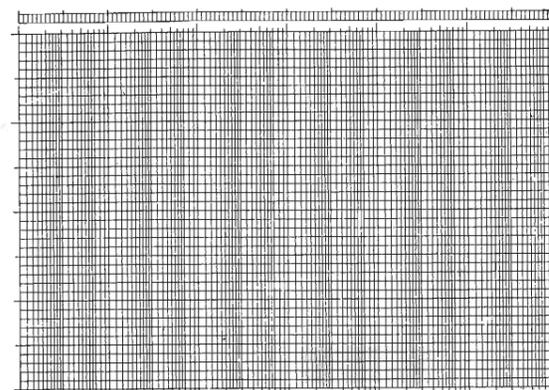
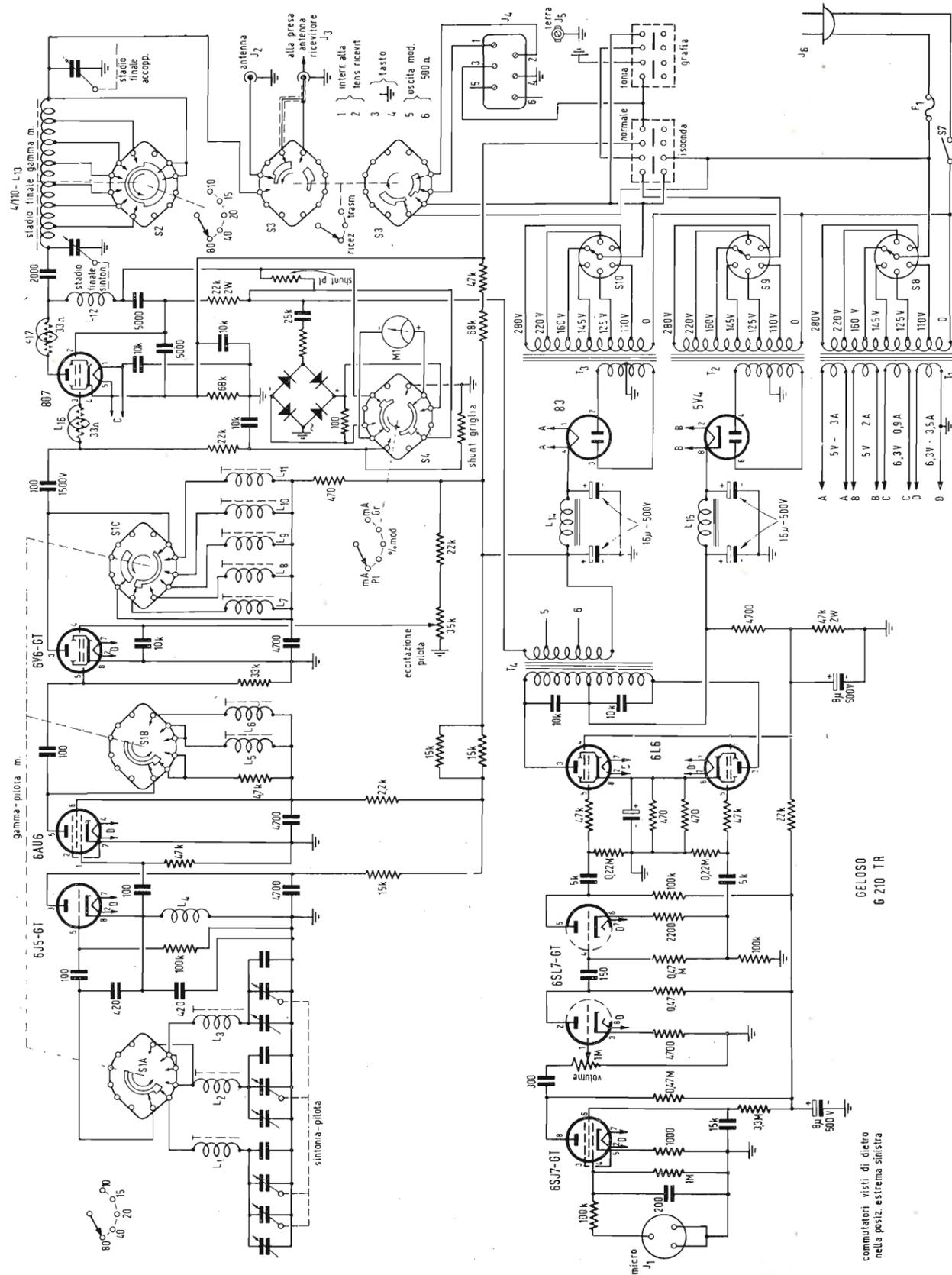
a) induttanza serie o capacità shunt nella terminazione di una linea che sarebbe adattata;

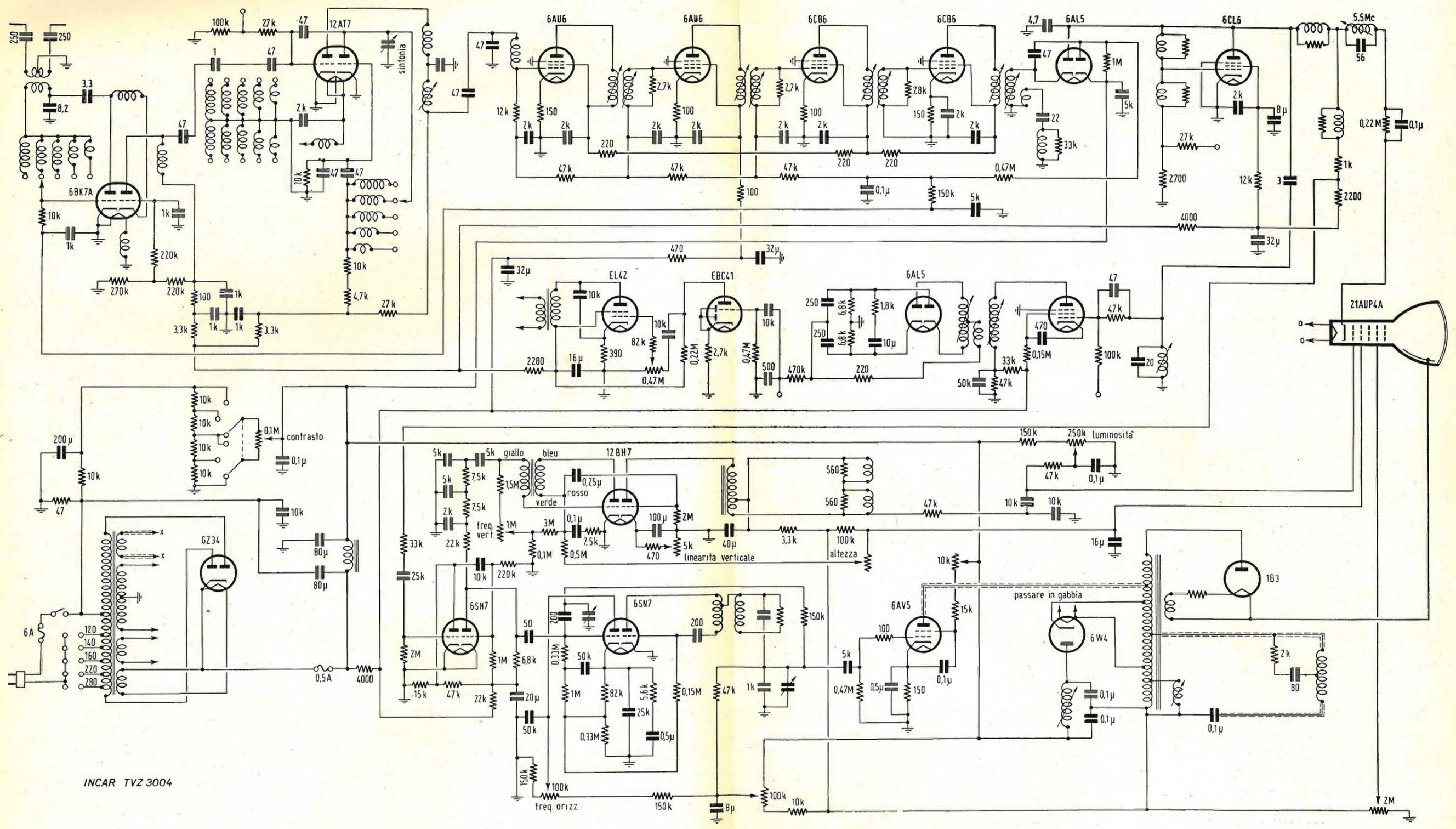
b) terminazione di un filtro a K costante in semplice resistenza.

Entrambe le estremità sono adattate alle basse frequenze ed il disadattamento va progressivamente aumentando con la frequenza.

*

ERRATUM-CORRIGE

Nell'articolo « Norme per le Prove sui Ricevitori Radiofonici a MF », comparso sul numero scorso di questa Rivista, abbiamo rilevato che il clichè a destra in alto dell'Appendice C è stato erroneamente ruotato di 90°. Effettivamente esso deve essere stampato così.

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIOTRASMETTITORE GELOSO, MOD. G 210 TR

TELEVISORE INCAR

Mod. TVZ - 3004

SCHEMA ELETTRICO DEL RICEVITORE PER TV, INCAR MOD. TVZ - 3004

Tavola allegata al fascicolo n. 11 - Novembre 1957

A.L.I.

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI

FABBRICA APPARECCHI E MATERIALI RADIO TELEVISIVI

ANSALDO LORENZ INVICTUS

MILANO - VIA LECCO, 16 - TEL. 221.816 - 276.307 - 223.567

Ansaldino 5 valvole onde medie e corte L. 7.000

Valigetta con Ansaldino 1° e motorino a 3 vel. L. 22.000

Ansaldino a modulazione comando a tastiera e ascolto programma TV separato L. 22.500

Provavalvole completo di tutti gli zoccoli per Radio-TV - subminietur e adattore per la prova a tubi R.C. L. 28.000
lo stesso con analizzatore 20.000 ohm/volt L. 42.000

Analizzatore megaohmetro capacimetro misur. d'uscita mod. 621 (20000 ohm/volt)

Strumento ad ampio quadrante mm. 125x98

Dimensioni 205x135x90 L. **18.000**
Borsa L. **1.000**

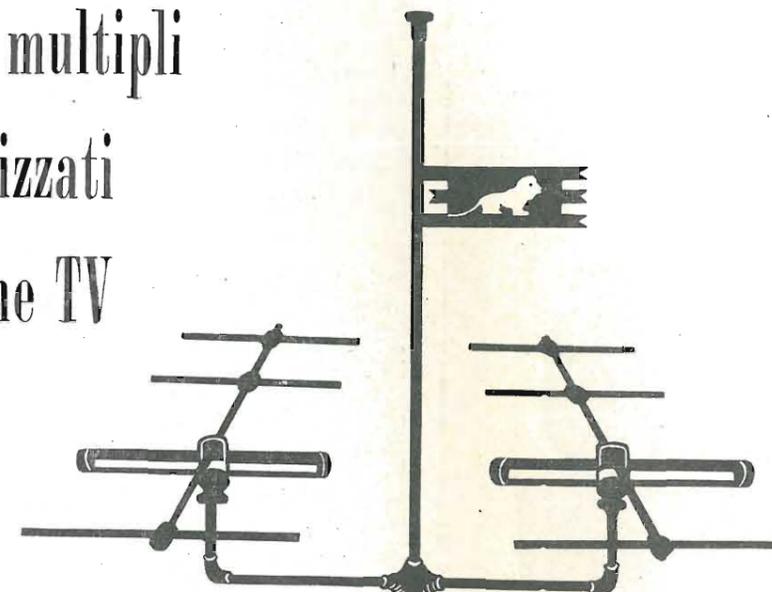
10.000 ohm/Volt tascabile L. 7.500
20.000 ohm/Volt tascabile L. 10.000
con astuccio L. 700 in più

ANTENNE TELEVISIVE • CAVI ED ACCESSORI PER IMPIANTI ANTENNE TV • STRUMENTI DI MISURA E CONTROLLO RADIO E TV • VALVOLE E RICAMBI RADIO E TV

Ai rivenditori: televisore 21" 90° 18 valvole "Invictus" L. 100.000 + 1 R

LIONELLO NAPOLI - MILANO

UFFICI VIALE UMBRIA, 80 TELEFONO 573.049 - OFFICINA VIA BOVISASCA, 195 - 75 TELEFONO 970.303

impianti multipli
e centralizzati
di antenne TV

TUTTI GLI ACCESSORI
PER IMPIANTI TV

SACCHI

SIMPSON

ELECTRIC COMPANY (U. S. A.)

STRUMENTI CHE MANTENGONO LA TARATURA

260

IL TESTER DI PRECISIONE PIU' POPOLARE NEL MONDO

29 PORTATE

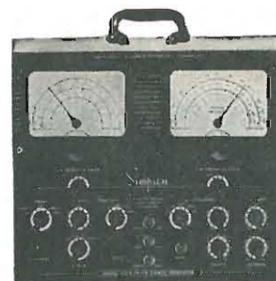
volt - ohm - milliampere
1.000 ohm per volt c. a.
20.000 ohm per volt c. c.
Si può fornire 1 probe per 25.000 volt c. c. e 1 probe per 50.000 volt c. c.

Volt - ohm - milliampere

MOD. 269

100.000 ohm V c.c.

33 PORTATE

il più sensibile tester attualmente esistente - scala a grande lunghezza 155 mm.

MOD. 479

GENERATORE DI SEGNALI TV-FM

comprende 1 generatore Marker con cristallo di taratura, 1 generatore FM Preciso, robusto, pratico, maneggievole

ALTRI STRUMENTI SIMPSON

Mod. 1000 Provavalvole a conduttanza di placca con possibilità di rapide prove con letture in ohm per le dispersioni e i corti circuiti.

Nuovo Mod. 458 Oscilloscopio a 7" - ideale per il servizio TV a colori ed a bianconero.

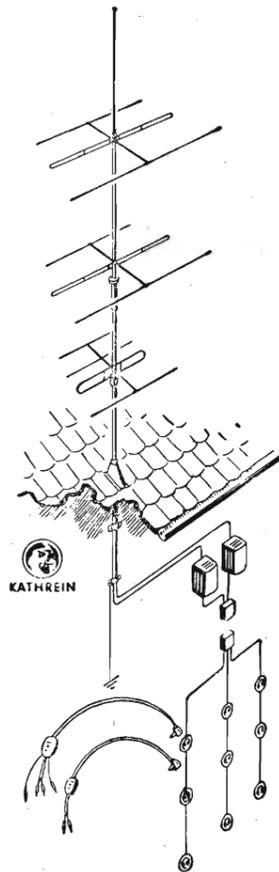
Nuovo Mod. 383 A - Tester per la misura delle perdite dei condensatori già montati nei televisori e nei radioriceventi.

Mod. 303 Voltmetro elettronico - strumento universale per misure in c.c. r.f. ed ohm.

Mod. 262 Volt - ohm - milliamperometro - scala a grande lunghezza - 20.000 Ω/V in c.c. e 5000 Ω/V in c.a.

Agente esclusivo per l'Italia:

Dott. Ing. MARIO VIANELLO
Via L. Anelli, 13 - MILANO - Telefono 553.081

Antenne TV-MF

KATHREIN

la più vecchia e la più grande fabbrica europea
30 anni di esperienza

Rappresentante generale:

Ing. OSCAR ROJE

Via Torquato Tasso, 7 - **MILANO** - Tel. 432.241 - 462.319

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Telef. 4102
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Tel. 833371

ANALIZZATORE Mod. AN-28
sensibilità 5000 Ω v

Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

ANALIZZATORE Mod. AN-119
sensibilità 10.000 Ω v

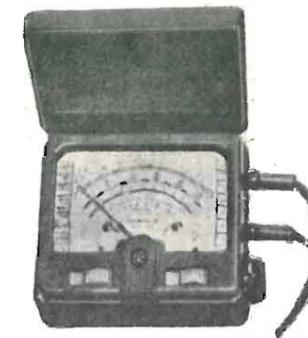
Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

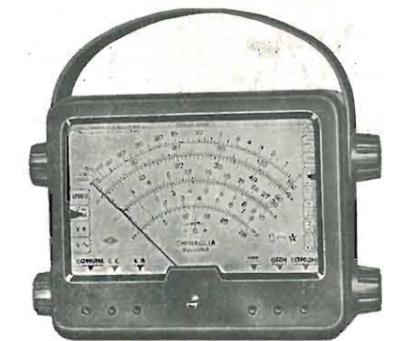
ANALIZZATORE Mod. AN-138
sensibilità 20.000 Ω v

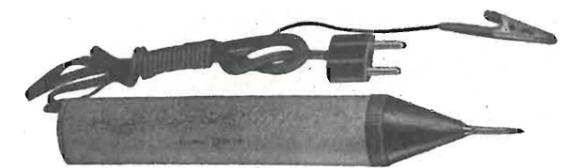
Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

MICROTESTER
con «signal tracer»

Dimensioni mm. 123 x 95 x 45

MICROTESTER Mod. 22
sensibilità 5000 Ω v

Dimensioni mm. 95 x 84 x 45

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE - 102

Dimensioni mm. 140 x 115 x 63

PUNTALE
Signal Tracer

Dimensioni diametro mm. 30 - lunghezza mm. 180

PROVAVALVOLE
Mod. 560

Dimensioni mm. 245 x 305 x 115

KILOVOLTMETRO A PUNTALE Mod. KV/25
TV per misure fino a 25.000 V

Dimensioni: diametro mm. 65 - lunghezza totale mm. 250

52/2 serie anie 5 valvole
62/1 serie anie 6 valvole
63/15 classe anie 6 valvole MA-MF
74/1 classe anie MA-MF
76/4 alta fedeltà MA-MF

UNDA RADIO S.A. - COMO

62/2 fono consoletta MA
63/16 fono tavolo MA-MF
74/2 fono tavolo MA-MF
76/5 fono tavolo MA-MF ***alta fedeltà***
76/6 fono pavimento MA-MF ***alta fedeltà***

TS 12 televisore 17"
TS 15 televisore 17"
TS 58 televisore 21"
TS 82 televisore 24"

Rappresentante Generale TH. MOHWINCKEL - Via Mercalli 9 - Milano

radio

RADIO MAMBO

Supereterodina a 4 valvole - potenza finale indistorta 3 Watt.
Ricezione su onde medie - elevato rendimento.
Scala graduata luminosa - altoparlante magneto-dinamico.
Attacco altoparlante supplementare.
Giradischi a 3 velocità (33-45-78).
Alimentazione universale (110/220).
Involucro di linea nuovissima in materiale plastico anti-urto.
Ingombro minimo - praticità d'uso.
Colori assortiti.
Tipo lusso: con arresto automatico di fine disco
Prezzi:
Tipo normale L. 36.000.
Tipo lusso L. 39.500.
I.G.E. e tasse escluse.

elettrogrammofono

ELETTROMAMBO

Funzionamento a 3 velocità.
Pick-up ad alta fedeltà con due puntine di zaffiro.
Amplificatore a due tubi elettronici.
Altoparlante elettrodinamico.
Alimentazione universale (110/220).
Elegante complesso di limitate dimensioni.
Alto rendimento e perfetta riproduzione.
Tipo lusso:
con arresto automatico di fine disco;
con spia luminosa di accensione;
con attacco di altoparlante supplementare.
Prezzi:
Tipo normale L. 24.000.
Tipo lusso L. 27.500.
I.G.E. e tasse escluse.

CITTÀ ELETTRONICA
Concessionario esclusivo per l'Italia e estero:
A. SAVIO - MILANO
PASSAGGIO OSII 2 - TELEFONO 866.206

Microfoni piezoelettrici

La fotografia mostra i ns. microfoni di forma areodinamica, tipo GS-210 e G-210. Essi contengono la famosa testina „Filtercell" e possono essere forniti in base a 3 curve di risposta standardizzate. Le custodie sono cromate e possono essere orientate per ricavare un responso semidirezionale da tutti i microfoni posti attorno. La RONETTE produce altrettanto bene diversi altri tipi di microfoni.

CHIEDETE DETTAGLI E PREZZI A:

Dott. G. Nassano
UFF. VIA ROSELLINI, 5
Tel. 673.957
MILANO

VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE

TUBI T.V.

ACCESSORI RADIO E T.V.

SCONTI ECCEZIONALI

PHILIPS - TELEFUNKEN
FIVRE - MARCONI
R.C.A. - SILVANIA - DUMONT
TRANSISTORI

RADIO ARGENTINA - ROMA
VIA TORRE ARGENTINA, 47 - TELEF. 565.989

RICHIEDERE OFFERTA

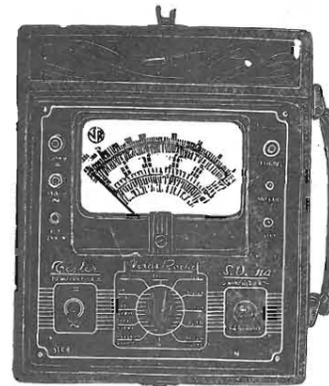
Rag. FRANCESCO FANELLI

Via Mecenate 84|9 - MILANO - Telefono 710.012

• Fili rame isolati in seta • Fili rame isolati in nylon • Fili rame smaltati oleoresinosi • Fili rame smaltati autosaldanti capillari da 004 mm a 0,20 • Cordine litz per tutte le applicazioni elettroniche

---

VORAX RADIO - Viale Piave, 14 - Tel. 79.35.05 - MILANO

Minuterie viterie pezzi staccati per la Radio e la Televisione - Strumenti di misura

NUOVO TESTER S.O. 114 a 20.000 OHM per Volt
Massima sensibilità - Gran precisione

Strumento a bobina mobile da 50 µA
Arco della scala mm. 100 - Flangia mm. 125 x 100

CAMPI DI MISURA
- V. c. c. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (20.000 Ohm/V.)
- V. c. a. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (5.000 Ohm/V.)
- A. c. c. 100 micro A. - 10 - 100 - 500 mA.
- Ohm: 2 kOhm - 200 kOhm - 20 Mohm con alimentazione a pile.
- Fino a 400 Mohm con alimentazione esterna da 120 a 160 V. c. a.
- Decibel da —3 a + 55.

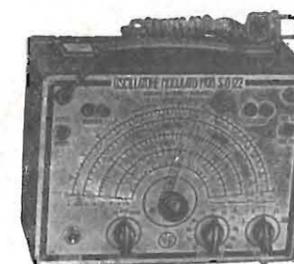
Dimensioni: mm. 240 x 210 x 90
Peso netto: Kg. 1.750

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4.200 circa

OSCILLATORE MODULATO S.O. 122
preciso, stabile
INDISPENSABILE PER IL RADIORIPARATORE

Modulato a 400 cicli p/s. oppure non modulato - Possibilità di prelevare una tensione a B. F. e di modulazione con tensione esterna - Manopola a demoltiplica da 1 a 6 - Scala a grande raggio - Valvole: oscillatrice-modulatrice 6SN7 più una raddrizzatrice.

GAMME D'ONDA:

A da 147 a 200 KHz	E da 1,4 a 3,5 MHz
B da 200 a 520 KHz	F da 3,5 a 9 MHz
C da 517,5 a 702 KHz	G da 7 a 18 MHz
D da 0,7 a 1,75 MHz	H da 10,5 a 27 MHz

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4 circa

VOLTMETRO a VALVOLA S.O. 300

Voltmetro a c. c.
(impedenza di entrata 11 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Voltmetro a c. a.
(impedenza di entrata 3 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Ohmetro:
da 0,2 Ohm a 1000 Megaohm in 5 portate diverse.

Lettura a centro scala: 10 - 100 - 1000 - 10.000 Ohm e 10 Megaohm.

Scaffalature metalliche smontabili

Montaggi e smontaggi rapidissimi
Possibilità di modifiche o adattamenti
Linearmente semplici ed eleganti
Inalterabilità e durata illimitata
Elevate caratteristiche meccaniche

Impianti per: Magazzini - Depositi Industriali - Negozi - Uffici - Archivi

CHIEDETE OPUSCOLI

FEAL - Via B. Verro, 90 - MILANO - Telefoni 53.14.01/2/3

STOCK - RADIO

VIA P. CASTALDI 20 - MILANO

---

nuovi televisori di dimensioni ridotte

A RICHIESTA INVIAMO GRATIS
listino prezzi e catalogo illustrato

Solaphon mod. 521/MA - MF

al prezzo di un normale ricevitore a modulazione d'ampiezza

Supereterodina 6 valvole più occhio magico - Onde corte, medie e gamma modulazione di frequenza da 87-100 Mc - Altoparlante ellittico - Potenza d'uscita 3,5 watt - Presa fono - Alimentazione corrente alternata per tensioni 110 125 - 140 - 160 - 220 Volt - Mobile elegante con finiture metalliche.

Dimensioni: cm. 43 x 23 x 30.

R. M. T.

VIA PLANA, 5 - **TORINO** - TELEF. 885.163

BOBINATRICE tipo UW / 330 - T.

Per fili da mm. 0,06 a mm. 0,8 - diam. max. d'avv. mm. 120 × 330 di lunghezza - per il bobinaggio multiplo di più bobine contemporaneamente

Riduce i vostri tempi di lavorazione - Garanzia assoluta di massima precisione nella produzione - Semplicità di manovra - Alte velocità di lavorazione - Otterrete un miglior prodotto

KRYLON INC. PHILADELPHIA, U. S. A.

Il KRYLON TV, applicato con lo spruzzo a tutte le connessioni di Alta Tensione (bobine, zoccoli, isolanti del raddrizzatore, trasformatore, ecc.), previene l'effetto **corona,** frequente causa di **rigature** e **sfioccamenti** sullo schermo TV. L'applicazione del KRYLON TV elimina pure la formazione di **archi oscuri** causati dall'umidità.

Assicurate il massimo rendimento e più lunga durata agli impianti televisivi con soluzione acrilica ***KRYLON TV***

Concessionario di vendita per l'Italia:
R. G. R.
CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TEL. 8480580

ORGAL RADIO

DI ORIOLI & GALLO

COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO ● PARTI STACCATE

è uscito

IL NUOVO
LISTINO
E
CATALOGO
ILLUSTRATO

SPEDIZIONE GRATIS A RICHIESTA

MILANO - Viale Montenero, 62 - Tel. 585.494

OSCILLATORE MODULATO

Mod. 45/S

Adatto per il servizio Radio - F.M. e Televisione

CARATTERISTICHE

Portata R.F.: da 150 kHz a 225 MHz in sette gamme.
Precisione di lettura: 0,5 %.
Modulazione di ampiezza interna: circa il 30 % a 400, 800 e 1000 Hz.
Modulazione di ampiezza esterna: con caratteristica lineare per segnali compresi fra 50 Hz e 10 kHz. Per modulare al 30 % occorrono circa 15 volt.
Tensione di uscita R.F.: Regolabile con continuità da circa 0,05 volt a zero tramite attenuatore a decadi ed attenuatore continuo.
Impedenza di uscita R.F.: 73 ohm.
Fughe a R.F.: Il campo dovuto a fughe a R.F., non può essere rivelato dai più sensibili normali ricevitori e può raggiungere qualche microvolt in corrispondenza di frequenze oltre i 100 MHz.
Alimentazione: in c. a. con cambio tensione regolabile fra 110 volt e 280 volt.
Valvole usate: 1 12AT7.
Dimensioni: 310 x 190 x 110 mm.

MECRONIC S.R.L. - **FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO**

MILANO - Via G. JAN 5 - Tel. 221.617

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. TIPEZ - V.le G. da Cermenate, 56